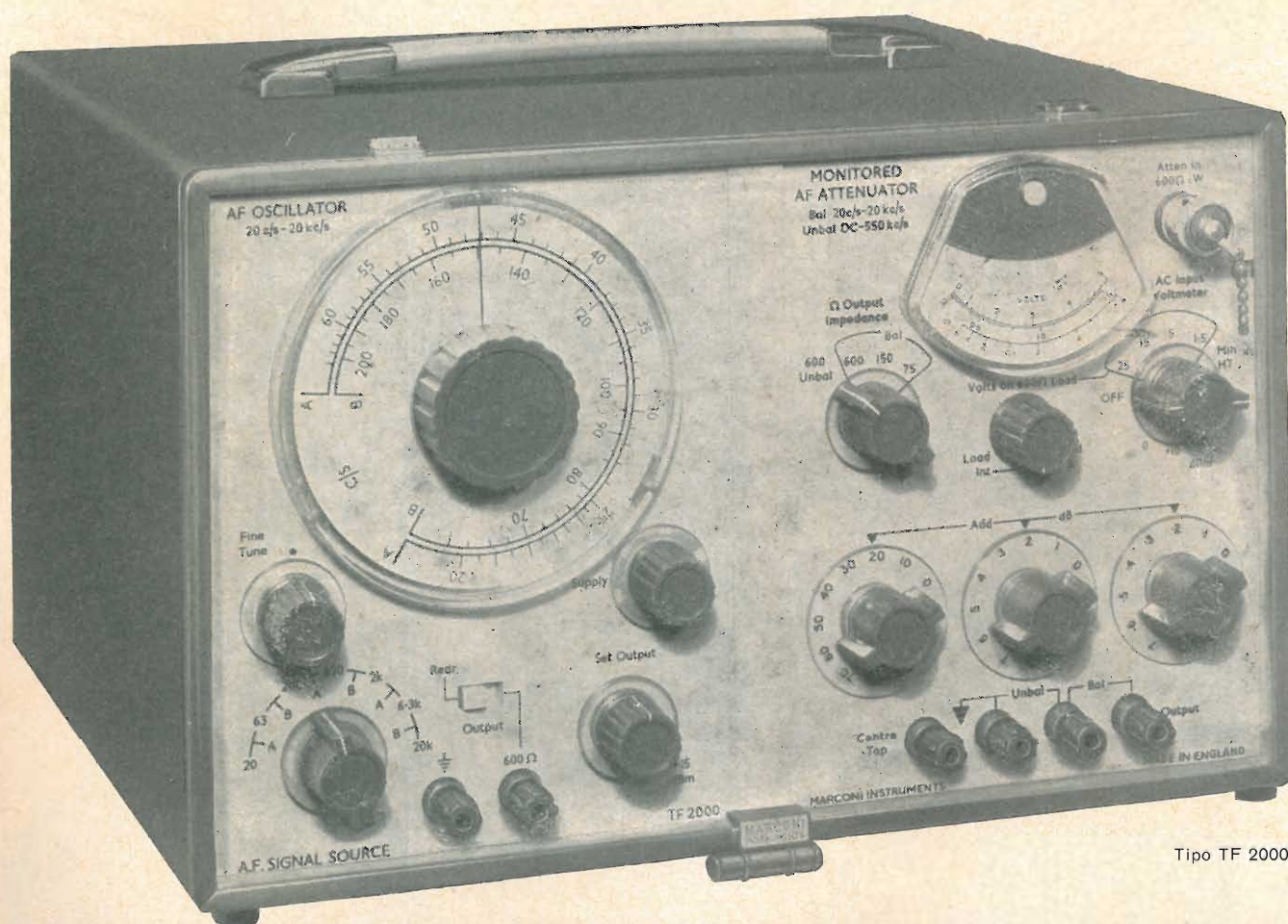
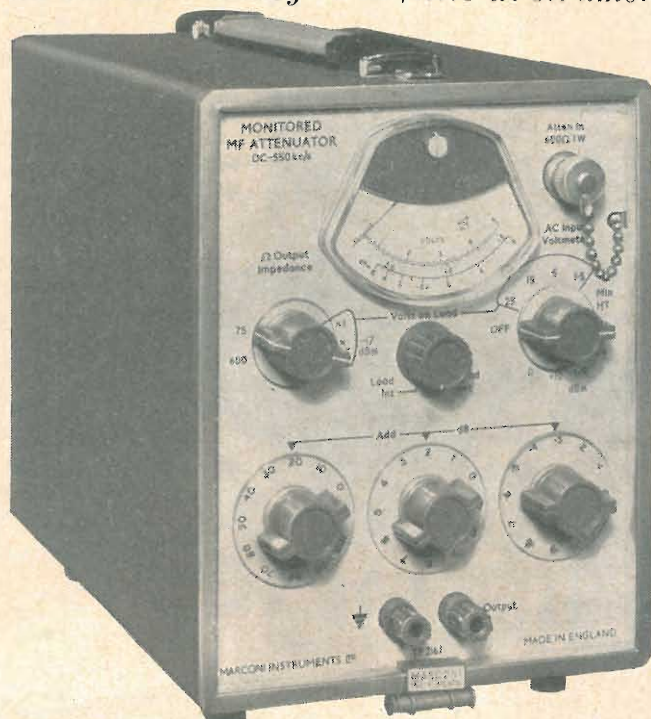
TV
l'antenna
Spedizione in abbonamento postale - Gruppo III
Anno XXXV - Giugno 1963
NUMERO
6
LIRE 350

Le vostre misure sono tanto importanti

Marconi Instruments
NUOVI
GENERATORI DI SEGNALI TRANSISTORIZZATI SERIE 2000

Tipo TF 2000

MONTAGGIO PER RACK STANDARD

Le unità della nuova serie 2000 della Marconi Instruments sono progettate in modo che possono porsi *senza alcuna modifica* in un cofano modulare da rack standard tipo TM 7010, il quale può contenere 3 di queste unità, su uno stesso piano. Gli spazi eventualmente vuoti possono essere riempiti con pannelli di chiusura tipo TM 6844.

da meritare il meglio in fatto di strumenti

Attenuatore Controllato F.M.
Tipo TF 2161

	Tipo TF 2000 Generatore BF	Tipo TF 2001 Generatore F.M.
OSCILLATORE* Campo di frequenza	20 Hz a 20 kHz in 6 gamme	30 Hz a 550 kHz in 5 gamme
Distorsione	*Uscita sbilanciata:* inferiore allo 0,05% da 63 Hz a 6,3 kHz; inferiore allo 0,1% per il rimanente campo di frequenza. *Uscita bilanciata:* inferiore allo 0,1% da 50 Hz a 20 kHz, inferiore allo 0,3% da 20 Hz a 50 Hz.	Inferiore allo 0,5% a 0 dBm; inferiore allo 0,75% a + 3 dBm
Stabilità	La deriva è inferiore allo 0,01% dopo 10 minuti dall'accensione	La deriva è inferiore allo 0,003% dopo 10 minuti dall'accensione
Livello d'uscita	+ 15 dBm con attenuatore regolazione di 40 dB per mezzo del controllo di livello	+ 3 dBm con attenuatore, regolazione continua.
ATTENUATORE* Campo	0 a 111 dB con passi da 0,1 dB	0 a 111 dB con passi da 0,1 dB
Precisione	±1% del valore in dB ±0,2 dB	±2% del valore in dB ± 0,2 dB
Impedenza d'uscita	600 ohm, sbilanciata. 600, 150 e 75 ohm bilanciati. Terminazione interna inseribile con commutatore.	600 e 75 ohm sbilanciati, terminazione interna, inseribile con commutatore

* *Una nuova e moderna tecnica costruttiva rende gli oscillatori (tipo TF 2100 e TF 2101) e gli attenuatori (tipo TF 2160 e TF 2161) indipendenti fra loro e quindi disponibili come unità separate.*

ATTENUATORE F.M. TIPO TF 2162

Campo di frequenza:	da c.c. a 1 MHz.
Campo di attenuazione:	da 0 a 111 dB in passi da 0,1 dB.
Precisione:	prev. c.c. ±1% del valore in dB e ± 0,01 dB; a 1 MHz. ± 2% del valore in dB ± 0,2 dB.
Impedenza:	Ingresso 600 ohm sbilanciata. Uscita 600 „ „
Terminazione:	Interna, inseribile con commutatore.
Potenza d'ingresso:	25V (1W) max, sia c.c che c.a.

UN NOME SICURO PER UNA MISURA SICURA

Per le Vostre richieste, Vi preghiamo rivolgerVi alla nostra Rappresentante

MARCONI ITALIANA S.p.A.

Genova-Cornigliano—Via A. Negrone, 1A. Tel: 473251-479741

Milano—Via del Don, 6. Tel: 862601-804261

Roma—Via Adige, 39. Tel: 861713-863341

MARCONI INSTRUMENTS

TC 2291

RADIOPHON

MILANO - VIA MONTEVIDEO 8 - TEL. 84 59 03

FONOVALIGIE

CORRENTE ALTERNATA
CORRENTE CONTINUA

Fonovaligia a transistor mod. LUXOR. - Complesso Philips - 4 transistor - 4 velocità, altoparlante elittico - potenza uscita 6,3 Watt - Alimentazione con 2 pile normali da 4,5 Volt. - Valigia in legno Super Lusso.

Fonovaligia modello SINFONIX Complesso Philips - 4 velocità - Potenza uscita 5,3 Watt; altoparlante ∅ 100 mm. magnetico - Valigetta rettangolare in vinilpelle lavabile.

Fonovaligia modello ELIOS - 4 velocità - Complesso Elco testina Ronette - Potenza uscita 4,3 Watt - Altoparlante ∅ 100 mm. magnetico Valigetta legno rivestita in vinilpelle lavabile.

Fonovaligia modello LAURENS. Complesso Philips - 4 velocità Potenza uscita: 5,3 Watt; altoparlante ∅ 100 mm, magnetico. Valigetta legno Super Lusso.

SCONTI SPECIALI PER RIVENDITORI • CHIEDERE CATALOGO

VOXSON PRIMATO TECNICO

Voxson presenta il nuovo televisore **Polaris T. 318** con 4 novità assolute

si vede e si sente istantaneamente
grazie al dispositivo elettronico "quick starter,, che elimina la noiosa attesa del riscaldamento delle valvole e ne prolunga la vita

si cambia immediatamente il canale
sfiorando con la mano la base del Polaris che dispone di un'unica grande "barra di commutazione,,

cambio del programma a distanza
con la leggera pressione del piede sullo speciale comando, comodamente seduti in poltrona

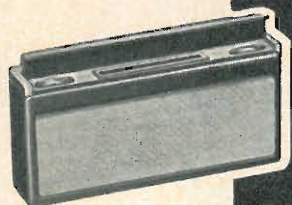
nitida visione anche in zone con scarso segnale
per l'eccezionale amplificazione della nuovissima valvola Nuvistor impiegata in Europa solo dalla Voxson

un momento da ricordare nella serie dei successi del dipartimento progetti Voxson

WESTINGHOUSE

WESTMAN

licenziataria WESTINGHOUSE - milano, via lovanio 5, tel. 650.445-661.324-635.218-40
roma, via civinini 37-39, tel. 802.029 - 872.120 • padova, via s. chiara 29, tel. 45.177

scienza e tecnica a garanzia della qualità e della durata

Palazzo 1/63

TELEFUNKEN

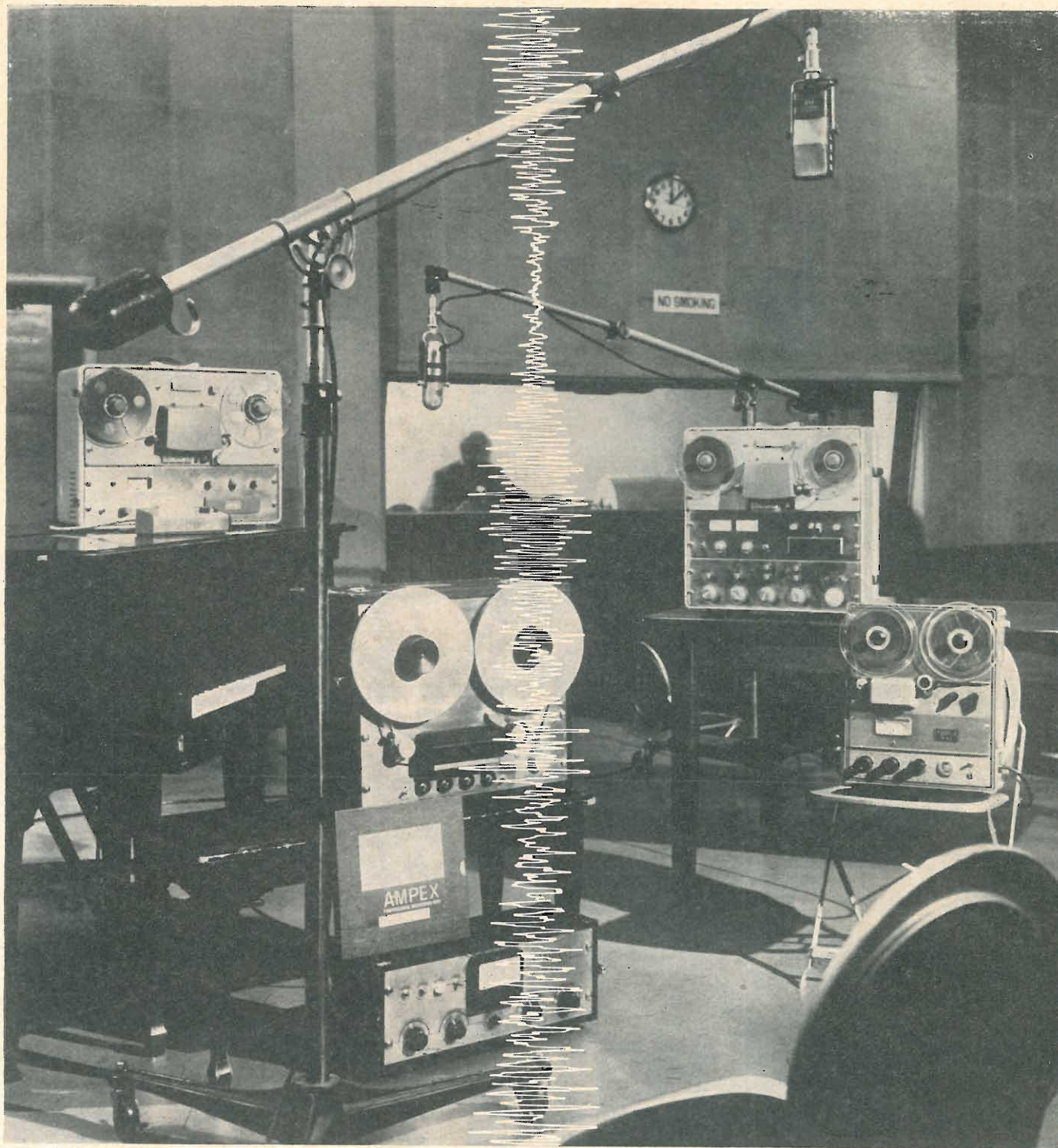
CONTINUA IL

concorso quadrifoglio d'oro

PREMI PER 100 MILIONI

Per partecipare al concorso del **quadrifoglio d'oro** basta acquistare un apparecchio **TELEFUNKEN** dal valore di L. 20.900 in su.

TELE FUN KEN

D. M. 22043 del 16/6/62 • Prot. 51519

Chi costruisce registratori a nastro che non temono l'usura del tempo? AMPEX

I primi registratori commerciali Ampex furono installati nel 1947. Di essi, la maggior parte è ancora in funzione. Tutte le apparecchiature Ampex, dalle più vecchie alle più recenti, offrono la massima regolarità di funzionamento ed un rendimento senza pari. Le apparecchiature Ampex sono costruite per durare degli anni. Ampex offre la più completa serie di registratori a nastro, dallo speciale Modello 300 ad otto canali per sale di registrazione, ai perfetti modelli per dilettanti. La serie 350 è normalmente usata per le trasmissioni radio in tutto il mondo. Ve ne sono di tutti i tipi. Uno speciale modello Universal a 50 cicli è a voltaggio universale ed ha uno stabilizzatore inseribile. Il più recente registratore Ampex è il modello

602 - un registratore portabile di tipo industriale, con trasformatori incorporati, cambio di velocità e stabilizzatore di tensione. Il mod. PR 10 è un registratore per studio che sta in una valigia - il miglior registratore mai costruito. I duplicatori a nastro Ampex possono registrare fino a dieci ore di trasmissione in quattro minuti. Attualmente è in vendita un nuovo duplicatore a basso costo, il PD 10. Tutti i registratori Ampex sono completamente garantiti per un anno. La Ampex fabbrica anche una gamma completa di nastri per registratori. Per ulteriori informazioni, scrivere alla maggiore Ditta fornitrice di registratori, nastri e memorie elettroniche a nucleo, per qualsiasi esigenza: Ampex International S.A., Friburgo, Svizzera.

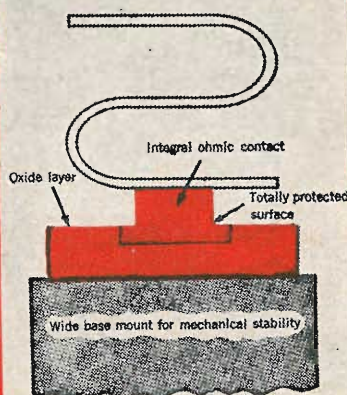
AMPEX

DAI LABORATORI USA...

Reliable Semiconductors from RAYTHEON-MOUNTAIN VIEW

300°C NANOSECOND DIODE

UNIPLANAR* construction boosts silicon diode reliability

Uniplanar* one-piece construction, produced at Raytheon/Mountain View (formerly Rheem Semiconductor), brings a major improvement to silicon planar diode reliability. This is demonstrated by a *300°C* storage capability, unequalled shock and vibration resistance, and more uniform electrical characteristics.

The result of Raytheon/Rheem Uniplanar* construction is a one-piece unit that can't shake loose or become misaligned. The entire chip assembly, *including ohmic contact,* is formed by a single process. This technique permits positive surface passivation of the entire junction area. A high level of uniformity is achieved, since ohmic contacts are chemically formed thousands at a time.

300°C storage is obtained because, for the first time, it is possible to exclude the latent contaminants introduced by multi-part assembly techniques.

Uniplanar* construction is available at no extra cost in such types as 1N914, 1N916, 1N3064, and 1N251. For further information, please contact the nearest Raytheon Field Office.

RAYTHEON

* *Exclusive one-piece planar construction from Raytheon/Mountain View (formerly Rheem Semiconductor).*

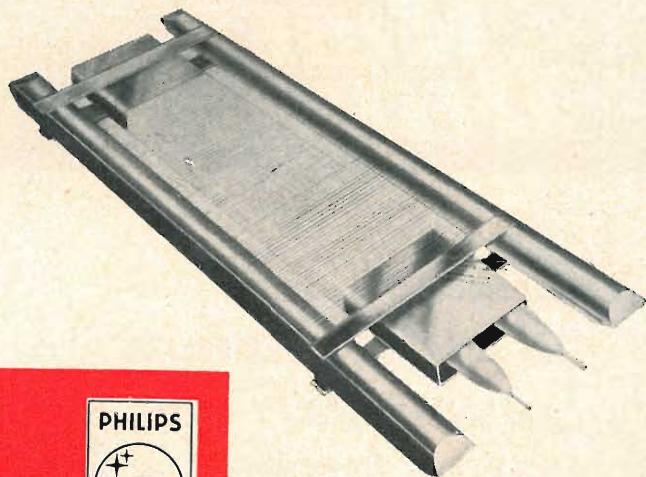
September 14, 1962 — CIRCLE 79 ON READER SERVICE CARD — 79

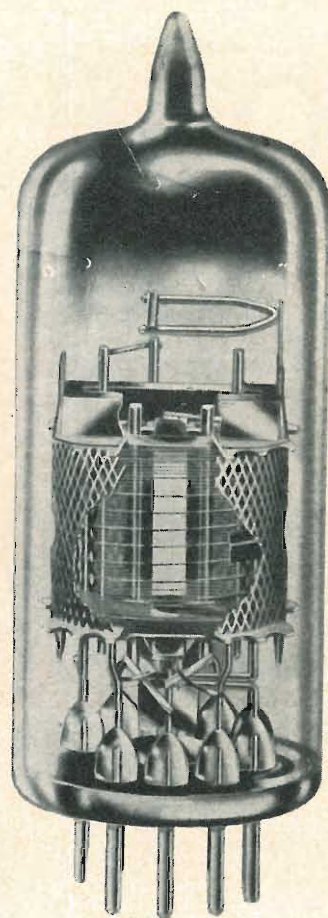
250 DIODI SOSTITUITI DA UNO SOLO

UNIPLANARE

Il nuovo diodo RD250/1N3728, ad alto grado di affidamento, sostituisce più di 250 diodi al silicio di uso generale. Vi aiuta a ridurre le spese di qualifiche e specifiche, abbassa i costi di produzione e permette di raggiungere più elevati gradi di affidamento. L'RD250/1N3728 non solo soddisfa, o supera, tutte le prove e le specifiche richieste per le unità che sostituisce, ma il suo prezzo è meno della metà di quelli medi di listino dei costruttori.

L'RD250/1N3728 è costruito dalla « Raytheon - Mountain View » (la ex « Rheem Semiconductor » La sua caratteristica è un'alta tensione con una dispersione molto bassa. La corrente inversa di dispersione è specificata in nove punti e la corrente diretta in dieci. La sostituzione di diodi standard aventi tensioni inverse massime di 100 o 200 volt, con il diodo, a basso costo, RD250/1N3728, avente una tensione inversa massima di 550 volt, aumenta molto i coefficienti di sicurezza nelle caratteristiche inverse, riducendo apprezzabilmente la possibilità di guasti. Il funzionamento è garantito da più di due anni di prove e di impiego in circuiti.

RAYTHEON - ELSI S.p.A. - MILANO - Piazza Cavour 1 - Telefono 65 46 61

PHILIPS

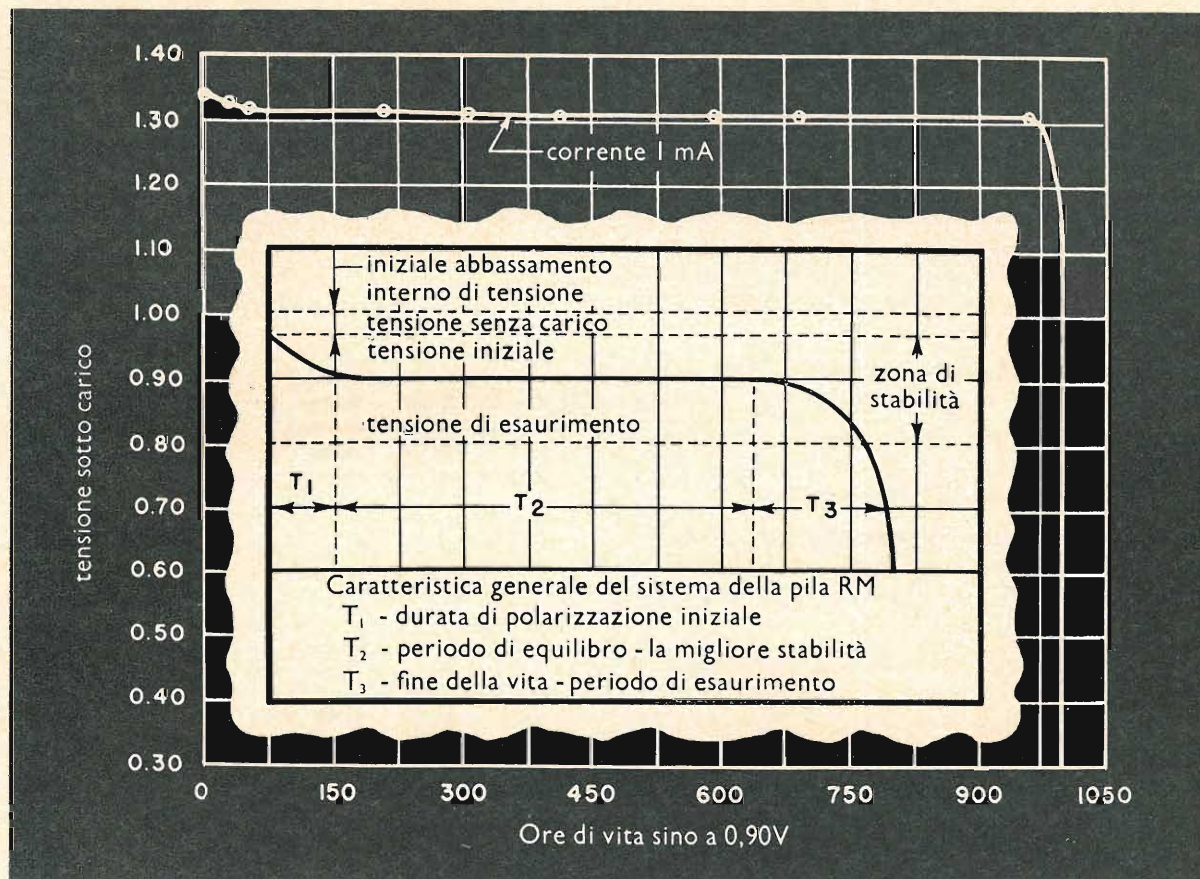
PHILIPS

valvole con griglia a quadro per televisione

E/PC	**86**	Triodo UHF per stadi amplificatori RF e convertitori autooscillanti.
E/PC	**88**	Triodo UHF per stadi amplificatori RF; elevato guadagno di potenza; bassa cifra di rumore.
E/PC	**97**	Triodo VHF per stadi amplificatori RF - bassa capacità anodo - griglia; circuiti neutrode.
E/PCC	**88**	Doppio triodo VHF per amplificatori RF "cascode"; elevata pendenza (S = 12,5 mA/V); bassa cifra di rumore.
E/PCC	**189**	Doppio triodo VHF a pendenza variabile (S = 12,5 mA/V) per amplificatori RF "cascode".
E/PCF	**86**	Triodo-pentodo per impiego nei selettori VHF; pentodo con griglia a quadro con elevato guadagno di conversione.
EF	**183**	Pentodo ad elevata pendenza variabile (S = 14 mA/V) per amplificatori di media frequenza TV.
EF	**184**	Pentodo ad elevata pendenza (S = 15,6 mA/V) per amplificatori di media frequenza TV.

PHILIPS S.p.A. - Reparto Elettronica - Piazza IV Novembre 3 - MILANO Tel. 6994

L'elevato rapporto potenza—ingombro non è l'unica ragione per la quale le pile Mallory forniscono attualmente energia ad un così svariato numero di apparecchi a transistori. Un ulteriore motivo sta nel fatto che non sono soggette ad 'affaticamento'. Infatti, diversamente dalle pile di tipo tradizionale, le pile Mallory non richiedono periodi di riposo e la loro erogazione non subisce fluttuazioni di sorta in servizio continuo. Inoltre la pila non viene danneggiata da brevi corto circuiti, mentre il ricupero delle normali condizioni di funzionamento è estremanente rapido. Stabili alle diverse temperature, assolutamente esenti da perdite e con potenziale sempre costante, le pile Mallory intervengono in modo determinante nella progettazione delle moderne apparecchiature portatili.

le pile Mallory

non necessitano di periodi di riposo

Consultando la Mallory allo stadio di progetto potrete ottenere il massimo vantaggio possibile dalla fonte di energia meno ingombrante del mondo.
Richiedete letteratura tecnica ed ulteriori informazioni al:
Mallory Batteries Ltd. Technical Representative
Milano Via Catone 3 Tel. 37 61 888

Sempre nuove idee nel campo delle pile

Caratteristiche di funzionamento veramente professionali; ogni comando è a portata di mano:

1 **COMANDO ROTATIVO DI SCORRIMENTO DEL NASTRO** — Il più semplice di tutti i comandi. Impedisce la messa in moto accidentale del nastro.

2 **COMANDO DI REGISTRAZIONE DI SICUREZZA AD AZIONE COMBINATA** — Per effettuare la registrazione occorre premere il pulsante rosso. Impossibile, altrimenti, cancellare oppure registrare.

3 **COPERCHIO DI PROTEZIONE DELLE TESTINE ESTRAIBILE, PER ACCEDERE FACILMENTE ALLE STESSE** — Un particolare che facilita la pulizia delle testine e consente un accurato montaggio del nastro.

4 **COMANDO DI SPOSTAMENTO DELLE TESTINE** — Muove l'intero complesso delle testine di una frazione di pollice, così da disporre le testine a quattro tracce per la riproduzione di nastri a due o quattro tracce.

5 **INTERRUTTORE DI ARRESTO DEL NASTRO** — Esclude automaticamente la tensione di alimentazione al meccanismo di trasporto del nastro quando quest'ultimo termina.

6 **COMANDO DELLA VELOCITA' DI SCORRIMENTO DEL NASTRO EQUALIZZATO AUTOMATICAMENTE** — Dispone automaticamente gli amplificatori di registrazione e riproduzione secondo gli amplificatori di registrazione e riproduzione secondo la corretta curva di equalizzazione per le velocità di 19,05 e 9,5 cm/sec. quando si effettua la scelta di una qualsiasi di queste velocità.

7 **CONTATORE NUMERICO DEL NASTRO AVVOLTO** — Rende possibile la facile ricerca di determinate parti registrate.

8 **INDICATORI DI LIVELLO DI TIPO PROFESSIONALE** — Ciascun canale possiede uno strumento indipendente, per l'indicazione del livello del segnale di registrazione oppure di riproduzione.

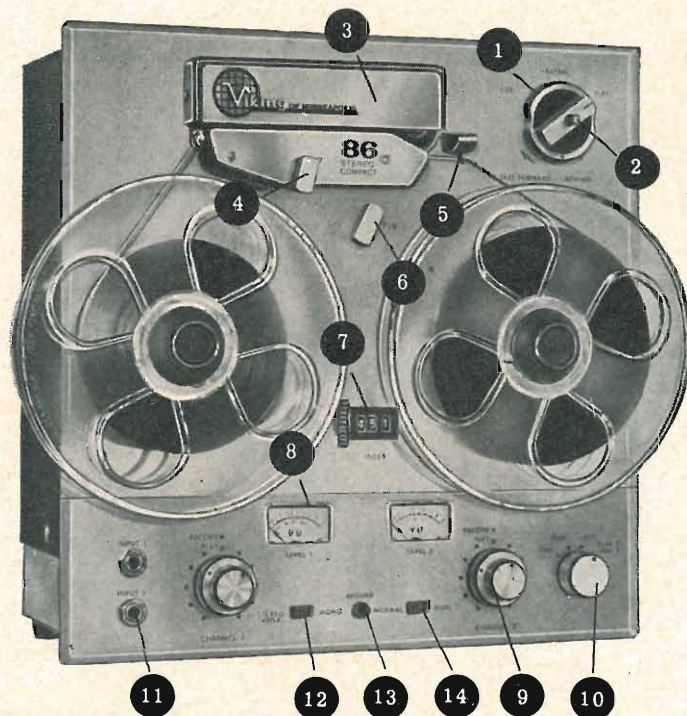
9 **COMANDI DI GUADAGNO DELLA REGISTRAZIONE E DELLA RIPRODUZIONE** — In alluminio lavorato, di grandi dimensioni e facili da impugnare. Riferiti direttamente agli indicatori di livello dei canali di sinistra e di destra.

10 **COMMUTATORE DI FUNZIONE** — Consente di inserire oppure di escludere la tensione di alimentazione agli amplificatori ed al meccanismo di trasporto del nastro, di dar luogo alla registrazione o riproduzione ed infine di effettuare la registrazione « suono - su - suono ».

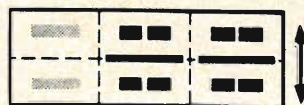
11 **INGRESSI MICROFONI PER REGISTRAZIONI STEREOFONICHE** — Gli spinotti dei microfoni vengono inseriti nelle prese a « jack » poste sul pannello frontale.

12 **COMMUTATORE STEREO-MONOAURALE** — Consente di scegliere la forma di registrazione desiderata: monoaurale o stereofonica.

13 **LAMPADINA SPIA DI REGISTRAZIONE** — Un'altra salvaguardia contro la sovraregistrazione accidentale di nastri già registrati.

14 **COMMUTATORE « NORMALE - DUPLICATO »** — Nella posizione « Normale » si effettua la registrazione di segnali provenienti da complessi amplificatori oppure da microfoni; nella posizione « Duplicato » si effettua la registrazione di segnali provenienti direttamente da testine di altri registratori.

Tutti i modelli del registratore Viking « Stereo » 86 sono identici, ad eccezione della configurazione delle testine. I modelli a quattro tracce fanno uso di nastri a doppia traccia.

MOD - RMQ

Canc. Regist Riprod.

Tutte le testine sono a quattro tracce. Registrazione su quattro tracce soltanto, monoaurale o stereofonica. Riproduzione su doppia traccia o quattro tracce, stereofonica o monoaurale

MOD - ERQ

Canc. Regist. Riprod.

Testine di registrazione e cancellazione a doppia traccia; testina di riproduzione a quattro tracce. Registrazione su doppia traccia, monoaurale o stereofonica o quattro tracce, monoaurale o stereofonica.

MOD - ESM

Canc. Regist. Riprod.

Direz. scorrimento del nastro

Tutte le testine sono a doppia traccia, così da avere un rendimento massimo sia in registrazione e riproduzione. Registrazione e riproduzione su doppia traccia, monoaurale o stereofonica.

LARIR s. r. l.

AGENTI ESCLUSIVI PER L'ITALIA

MILANO - PIAZZA 5 GIORNATE 1 - TELEFONI 79 57 62/3

Dopo il sensazionale successo della prima edizione ecco ora la ristampa del

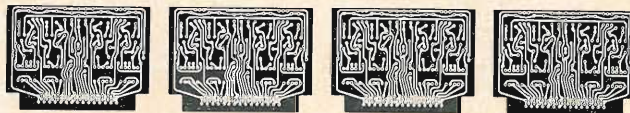
CORSO TEORICO PRATICO DI TELEVISIONE

Sulla base di una impostazione elaborativa studiata nei minimi particolari, questo "corso teorico pratico" consente, a chiunque sia in possesso di modeste cognizioni di radiotecnica, di espletare il servizio di assistenza tecnica TV e di assumere posizioni di rilievo nelle grandi industrie del ramo.

Trattazione di tipo descrittivo e pratico di tutti gli argomenti riguardanti la TV monocromatica: dai concetti fondamentali di analisi, sintesi, risoluzione, trasmissione e ricezione, a tutto ciò che riguarda il funzionamento, messa apunto, ricerca guasti e riparazioni del moderno televisore.

EDITRICE IL ROSTRO
Via Senato 28
Telefono 702908 - 798230

VERITÀ:

L'uniforme fedeltà nella serie di produzione di alta esecuzione dei circuiti stampati...

dipende dalle uniformi caratteristiche di esecuzione con vetro/epoxy laminato rivestito in rame, da noi usato.

FATTI:

Ci sono ben definite relazioni tra l'uniformità del laminato e la dimensione della lastra che viene laminata.
Questo è noto da anni.

Per esempio: fabbricando delle lastre (laminate), noi agiamo su massa eterogenea. Nella massa ci sono sempre delle variabilità. Più piccola sarà l'area laminata, più uniforme sarà ciascuna lastra.
Questo è un motivo per cui Micaply - e solo Micaply, non ha mai superato i 21 - 36" di grandezza laminata.
Anche per questo le caratteristiche uniformi di Micaply sono invariabili.
Molto facile maneggiarle e sistemarle in magazzino.

Provate subito

THE MICA CORPORATION · 4031 ELENDA STREET
CULVER CITY, CALIFORNIA · UPTON 0-6861

EXPORT SALES: DAGE CORPORATION, 757 Main Street, Stamford, Conn.
EASTERN DIVISION: P.O. Box 603, Westfield, N.J. · NEW ENGLAND OFFICE: 22 Eisenhower Ave., Natick, Mass.

International: BRUSSELS Bureau des Ingenieurs S.A., Koning & Hartman · COPENHAGEN Ingenierfirmaet, A. Fredslund Pedersen · ENGLAND Dage (G.B.) Ltd., Rickmansworth, Herts · JOHANNESBURG A. C. Gowlett (Pty.) Ltd. · LISBON Soc. Com. Rualdo Ltda. · MADRID Vivo Vidal & Balasch Ltda. · MELBOURNE Sample Electronics Pty. Ltd. · MILANO Radiotecnica Strumenti, Telecommunicazioni · MONTREAL Abercorn Aero Ltd. · MUNICH Neumuller & Co. Gmbh. · OSLO Norek Elektro Compani AS · PARIS Spetelec · ROME Mercury/RST · STOCKHOLM Ajgers Elektronik, Fack · SYDNEY Sample Electronics Pty. Ltd. · TAPEI Faraday Co. · TEL AVIV Elina Ltd. · THE HAGUE Ingenieursbureau, Koning & Hartman · TOKYO Medix International Corp. · VIENNA Ing. Otfried Rieger

EDISWAN
VALVE
12 E1
WL 318
Westinghouse
MADE IN U.S.A.
RCA
832A
6146
Westinghouse
ELECTRONIC TUBE
6S4A
Westinghouse

5964
RCA
6AG7
RCA
Mullard
PCF 86
LORENZ
EC86
5763
SYLVANIA
6CY7
SIEMENS
ECC 88

STRUMENTI DI ALTA PRECISIONE
PER TUTTE LE MISURE ELETTRICHE
MILANO
ICE
ITALIA
VOLTMETRI · AMPEROMETRI
WATTMETRI · COSFIMETRI
FREQUENZIMETRI · REGISTRATORI
STRUMENTI CAMPIONE

MILANO
ICE
ITALIA

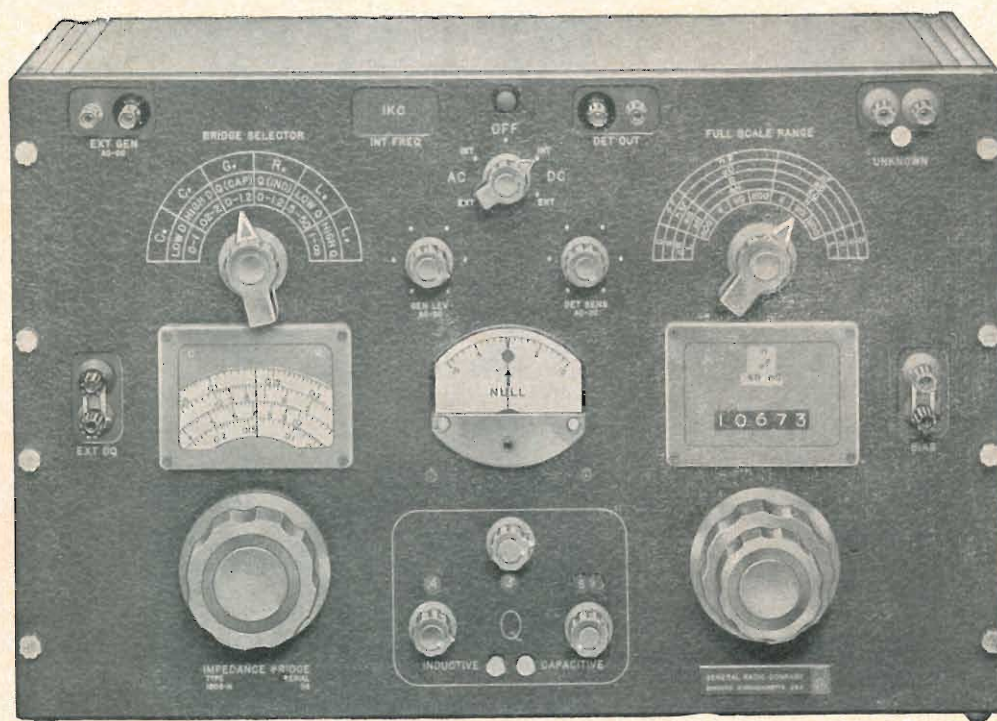
Ing. S. & Dr. GUIDO BELOTTI

GENOVA - VIA G. D'ANNUNZIO 1/7 - TEL. 5.23.09
R O M A - VIA LAZIO 6 - TEL. 46.00.53/4
NAPOLI - VIA CERVANTES 55/14 - TEL. 32.32.79

PIAZZA TRENTO 8
M I L A N O

Tel. 54.20.51 (5 linee)
54.33.51 (5 linee)
TELEGR.: INGBELOTTI - MILANO

NUOVO PONTE GENERAL RADIO

PER MISURE D'IMPEDENZE - *Tipo 1608-A*

PORTATE

Capacità da 0.05 pF a 1100 uF
Resistenza da 0.05 mQ a 1.1 MQ
c.a. o c.c.

Induttanza da 0.05 uH a 1100 H
Conduttanza da 50 uumho a 1.1 mho
c.a. o c.c.

---

a 1 Kc/s

D (C in serie) da 0.0005 a 1
Q (L in serie) da 0.5 a 50
Q (R in serie) da 0.0005 a 1.2
induttivo

D (C in parallelo) da 0.02 a 2
Q (L in parallelo) da 1 a 2000
Q (G in parallelo) da 0.0005 a 1.2
capacitivo

Lettura digitale di C, L, R e G • Bilanciamento rapido • Contiene 6 circuiti a ponte • Precisione ± 0,1% per C, L, R e G • Oscillatore e rivelatore di zero incorporato • Possibilità di usare generatore e rivelatore esterni.

ANNO XXXV

GIUGNO 1963 RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

SOMMARIO

Direzione, Redazione
Amministrazione
Uffici Pubblicitari

VIA SENATO, 28 - MILANO - TEL. 70.29.08/79.82.30
C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica « **l'antenna** » si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato **L. 350**; l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 3.500**; estero **L. 7.000**. Per ogni cambiamento di indirizzo inviare **L. 50**, anche in francobolli.

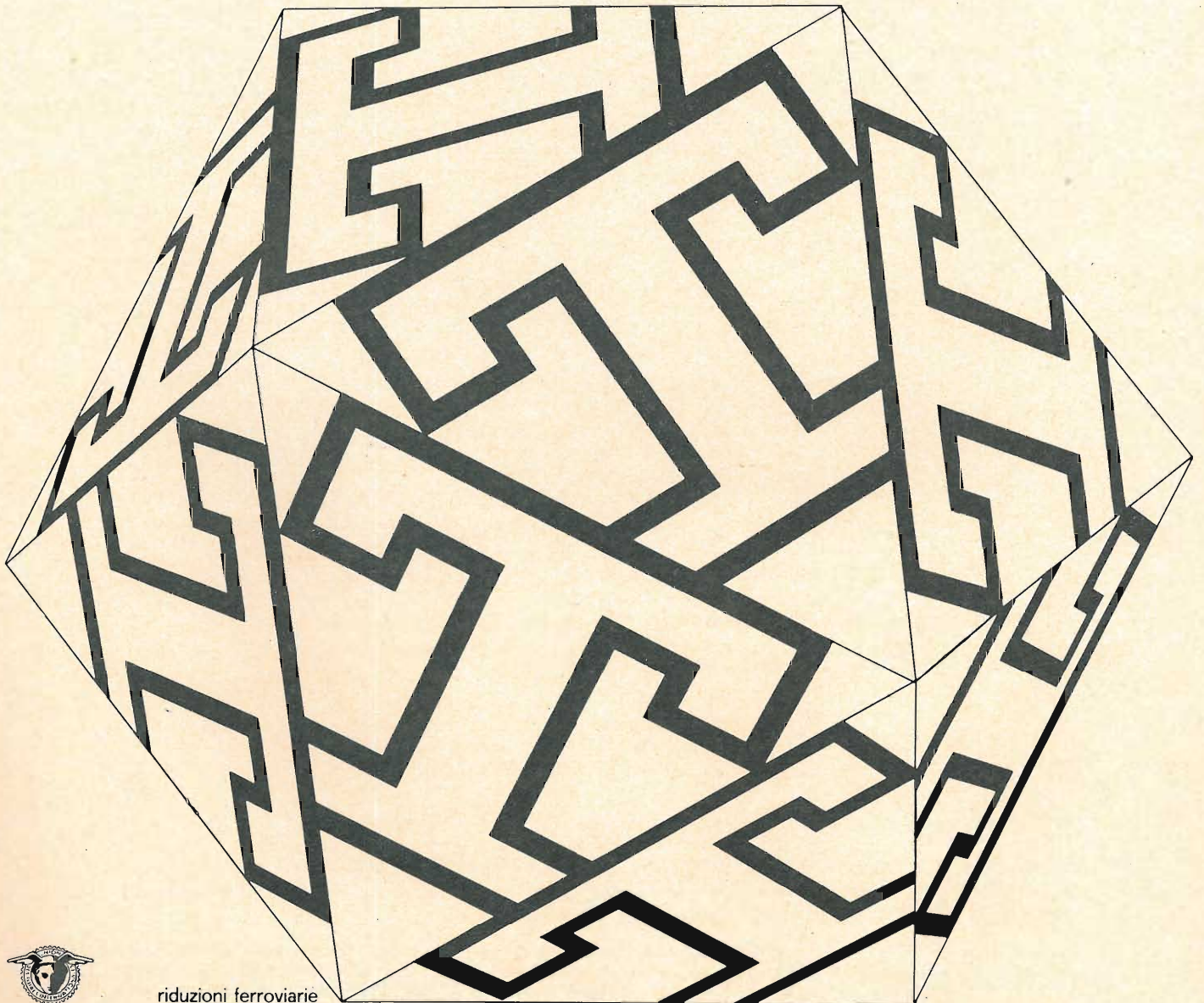
13° salone internazionale della Tecnica

10° salone europeo delle materie plastiche

grandi rassegne specializzate del progresso industriale

Torino

Palazzo delle Esposizioni al Valentino

19-30 settembre 1963

Comitato: Torino • Palazzo delle Esposizioni al Valentino
corso Massimo d'Azeglio 15
tel. 650303 • 5 linee con ricerca automatica

6

dott. ing. Alessandro Banfi

Il prossimo futuro della radio e TV

Da circa un decennio tutto è rimasto statico nel campo del "broadcasting" nazionale: trasmissioni a "modulazione d'ampiezza" in onde medie e corte, trasmissioni a "modulazione di frequenza" in onde ultracorte, trasmissioni di televisione in V H F, estese da un paio d'anni alle U H F per il 2° programma.

Nel quadro della portentosa e travolgente evoluzione in altri campi della tecnica elettronica, agli occhi del profano od anche del tecnico meno approfondito, ciò potrebbe apparire non dico deludente, ma comunque poco aderente allo stile evolutivo moderno nel quale si svolge la nostra esistenza quotidiana.

Occorre anzitutto chiarire che se non nettamente appariscente, un cumulo di sviluppi ed evoluzioni nella complessa tecnica delle radio-tele trasmissioni, si è progressivamente verificato apportando benefici e miglioramenti più o meno apprezzabili dall' utente in ricezione.

Una interessante rassegna dei progressi verificatisi nella tecnica delle radiotrasmissioni è stata fatta nel recente Simposio Internazionale di Televisione svoltosi recentemente a Montreux, relazionato in altra parte di questo numero.

Sono progressi ed evoluzioni nel campo degli apparati da ripresa e da registrazione, e dei radiotrasmettitori: e di tali miglioramenti ne stiamo già beneficiando in modo più o meno avvertibile.

Si stanno però affacciando all' orizzonte due argomenti tecnici di rilievo che, se non proprio nuovi al pubblico, entreranno però in un futuro molto prossimo, a sconvolgere le tranquille acque del "broadcasting" europeo e, ciò che a noi più importa, quello nazionale.

Voglio alludere alle trasmissioni radio-stereofoniche *ed alla* televisione a colori.

La stereofonia non è una novità attuale: ma l'unico modo di accostarsi ad esse e di apprezzarne alcune indubbie, pregevoli caratteristiche è quello dell'ascolto delle incisioni su dischi stereofonici oggi già abbastanza diffusi. Per la verità vi sarebbe oggi un altro ottimo mezzo d' ascolto di musica stereofonica registrata: quello della filodiffusione che la R A I trasmette sui circuiti telefonici di un certo numero di località italiane. A prescindere dal vincolo telefonico, complicato in certi casi da difficoltà tecniche ed economiche, la trasmissione stereofonica viene attualmente effettuata dalla R A I sotto forma sperimentale con un orario ridotto: non può quindi ancora considerarsi un vero e proprio servizio regolare.

D' altra parte, non appena la stereofonia ha incominciato ad attirare l'interesse del pubblico, tutta la radiofonia internazionale si è rivolta alla ricerca di un sistema di trasmissioni radiostereofoniche che fosse però "compatibile" con le normali trasmissioni monofoniche, che si potesse cioè ricevere coi normali radioricevitori rinunciando naturalmente all'ascolto stereo.

Dopo una serie di esperimenti pratici che si prolungarono per qualche anno, la F.C.C. americana introdusse ufficialmente il 1° giugno 1961 negli U.S.A. il sistema di radiostereofonia su modulazione di frequenza, denominato appunto F.C.C. Multiplex proposto congiuntamente dalla C.E. e dalla Zenith.

Anche in Europa, ormai quasi tutti gli Enti radiofonici si sono trovati virtualmente (se non proprio ufficialmente in via definitiva) d'accordo sull'adozione del sistema americano "Multiplex" per un inizio a breve scadenza

(Il testo segue a pag. 269)

dott. ing. Giuseppe Baldan

L'oscilloscopio tipo TF 2200 Marconi

Un oscilloscopio da 35 MHz « tutto fare » ma particolarmente adatto per le misure delle forme d'onda in televisione. Una serie di preamplificatori « Y » intercambiabili permette di aumentare la sua versatilità. Inoltre una base dei tempi con ritardo e delle ampie possibilità di sblocco permettono l'esecuzione di misure precise anche con le forme d'onda più complesse.
Si è cercato di ridurre il numero delle manopole da predisporre e di rendere facile l'uso dell'oscilloscopio senza peraltro ridurre le possibilità di impiego dello strumento. Due esempi sono costituiti dalla eliminazione del controllo di « Stabilità » e della necessità di effettuare dei collegamenti sul pannello frontale.
Le misure di tensione e di tempo possono essere eseguite sia mediante il reticolo graduato sia mediante il metodo dello scorrimento.

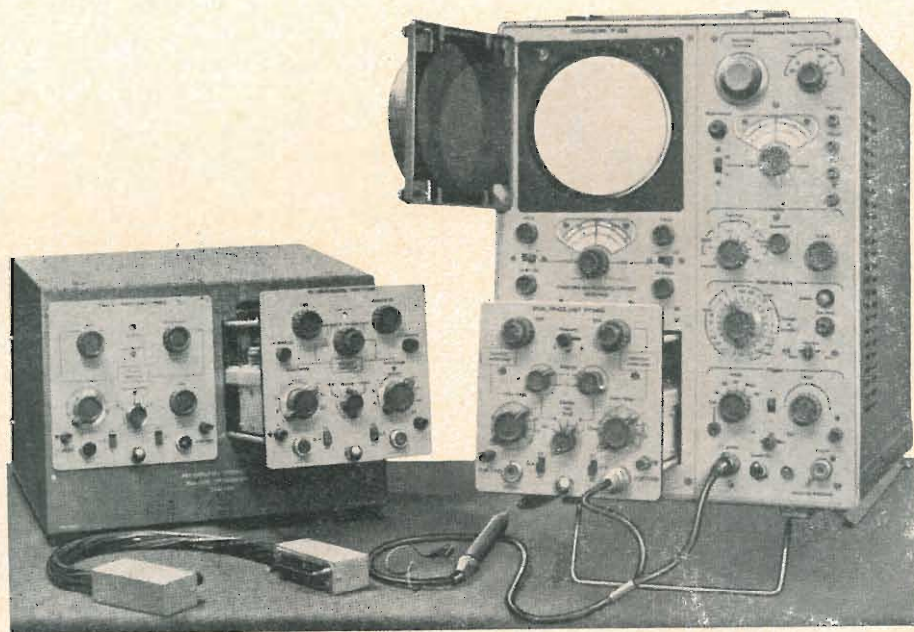



Fig. 1 - Oscilloscopio tipo TF 2200 con i suoi pannelli innestabili, il probe a « cathode follower » ed un cavo di prolungamento che permette di fa» funzionare un pannello innestabile anche al di fuori dell'oscilloscopio, durante le riparazioni. I due pannelli non utilizzati vengono conservati in una apposita custodia.

Il TF2200 è uno oscilloscopio di misura per laboratorio con una larghezza di banda di 35 MHz, un tempo di salita di 12 nsec ed una sensibilità di 5 mV/cm. È possibile ottenere una immagine piena di 5 cm in tutta la gamma di frequenza, ed il potenziale di accelerazione post-deflessione da 10 kV assicura una sufficiente brillanza anche con velocità di scrittura di 10 nsec/cm. Le misure di tempo e di tensione vengono eseguite mediante il reticolo centimetrato o la tecnica della scorrimento, lo spazzolamento con ritardo permette inoltre di rendere visibile qualsiasi porzione di una forma d'onda complessa.

La versatilità è aumentata da una serie di amplificatori « Y » intercambiabili: una unità a traccia unica con una banda passante dalla corrente continua a 38 MHz, oppure dalla corrente continua a 30 MHz con smorzamento gaussiano, una unità a doppia traccia con commutatazione elettronica del raggio ed una unità differenziale per TV provvista di accorgimenti particolarmente adatti alla misura di forme d'onda in TV.

Un telaio principale, comprendente l'amplificatore « Y », il tubo a raggi catodici, l'alimentatore e gli altri servizi, è provvisto in basso a sinistra di un al-

loggiamento per l'inserzione dei preamplificatori « Y », il lato destro è invece interamente occupato dal « trigger », dalle basi dei tempi e dell'amplificatore « X », pure in esecuzione innestabile ma solo allo scopo di facilitare la manutenzione.

Lo schema a blocchi completo si può vedere nella fig. 2.

1. - AMPLIFICATORE VERTICACALE (« Y »)

Esso è costituito da un amplificatore per corrente continua bilanciato, compensato in serie e parallelo. Non è stato necessario usare un amplificatore distribuito che sarebbe stato molto più complesso e che era stato finora indispensabile per ottenere una larghezza di banda interfacciale sul catodo dopo alcuni mesi d'impiego. Questo effetto produce un «overshoot»(1) con un tempo di smorzamento della frazione di 1 msec nelle forme d'onda a gradino e l'unico sistema per eliminare l'inconveniente consiste nel sostituire tutti i tubi dell'amplificatore distribuito e nel mettere a punto le tensioni di placca e di griglia.

La sensibilità dell'amplificatore « Y » senza preamplificatore è di 125 mV/cm e scende di 3 dB a 31 MHz per « overshoot » nullo. Un commutatore « Transient - Wideband » (Transitori - Larga banda) permette di estendere la larghezza di banda a 38 MHz con l'aggiunta di un paio di bobine, in serie con la compensazione in parallelo, in uno stadio bilanciato dell'amplificatore.

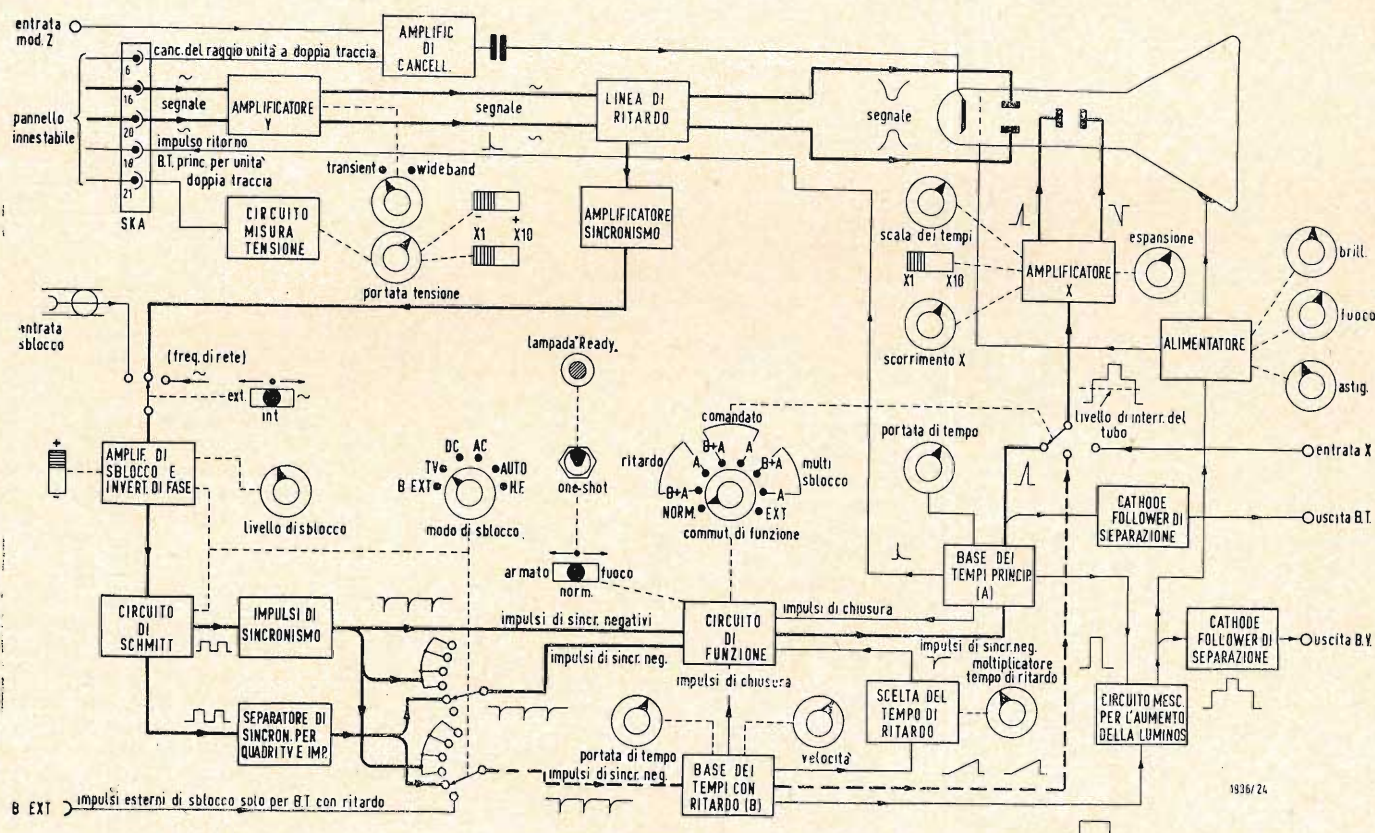



Fig. 2 - Schema a blocchi dell'oscilloscopio base. Questo circuito non è funzionale in se stesso e per renderlo operativo occorre inserire uno dei pannelli innestabili.

ed una sensibilità così spinte. I componenti che hanno permesso di ottenere tale vantaggio sono un tubo a raggi catodici più sensibile ed una nuova valvola finale che ha un prodotto amplificazione per larghezza di banda molto elevato. L'eliminazione dell'amplificatore distribuito non solo riduce i costi di produzione, ma permette inoltre ai clienti di sostituire con facilità le valvole difettose senza dover ricorrere a complicate messe a punto. Però il maggior vantaggio è forse costituito dal fatto che l'amplificatore non è più soggetto ai disturbi d'invecchiamento, così comuni negli amplificatori distribuiti, dovuti allo sviluppo di una resistenza

Con ciò si otterrà un « overshoot » del 15% per un gradino ripido, però per una banda stretta portata da una frequenza alta (per esempio un segnale televisivo da 3 MHz su una portante da 34 MHz) l'« overshoot » non si farà vedere.

La variazione di amplificazione da c.c. a c.a., dovuta agli effetti termici all'interno delle valvole, è molto bassa in questo amplificatore, a causa delle migliori prestazioni delle valvole di uscita che sono cinque volte migliori di quelle delle altre valvole di uscita.

Gli effetti residui sono annullati da un circuito di carico anodico in parallelo avente una frequenza di taglio di 2 Hz.

1) Oscillazione alla fine di un gradino.

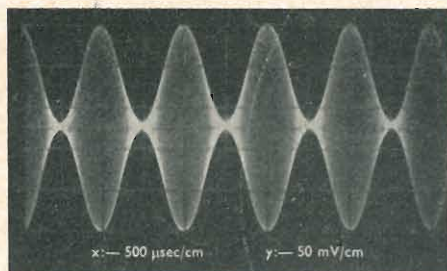



Fig. 3 - Portante da 30 MHz modulata al 100% con 1 KHz, rappresentata allo scopo di osservare la simmetria dell'inviluppo di modulazione.

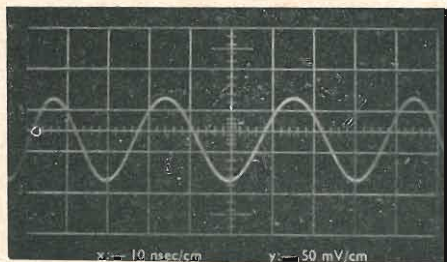



Fig. 4 - Onda da 30MHz rappresentata con la espansione 5 volte nella portata 50 nsec/cm.

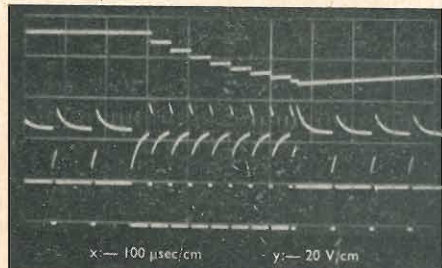



Fig. 5 - Forme d'onda del separatore di quadro TV. Traccia inferiore: segnale in entrata. Traccia intermedia: forma d'onda differenziata criticamente. Traccia superiore: forma d'onda in uscita.

Ciò permette di eseguire con maggiore precisione le misure della stabilità in c.c. di forme d'onda composte. Un buon esempio di questo fatto è quello dell'esame della stabilità del livello di una forma d'onda quando il contenuto video varia periodicamente da bianco a nero alla frequenza di 1 Hz.

La manopola graduata per la misura della tensione, anche se agisce elettricamente nei pannelli inseribili, è situata nel telaio principale ed è comune a tutte le unità. Essa consente di eseguire delle misure di tensione mediante scorrimento dell'immagine ed è provvista di un commutatore « × 10 » e « × 1 » che facilita le misure. Inoltre un commutatore « + », « — » permette di invertire il senso della tensione prodotta; è così possibile misurare le forme d'onda partendo sia dall'orlo positivo che da quello negativo e la larghezza della scala risulta raddoppiata.

Una linea di ritardo a 57 sezioni è incorporata nell'uscita, essa ha un tempo di ritardo di 0,18 μsec ed un valore di m di 1,4. Questo valore di m, maggiore dei valori classici, assicura una maggiore larghezza di banda a spese di un « preshoot » di circa il 2% con gli spigoli molto ripidi.

Nello chassis dell'amplificatore « Y » trova posto anche l'amplificatore sincrono di « pick-off » e l'amplificatore di cancellazione. L'amplificatore sincrono di « pick-off », alimentato dalla prima sezione della linea di ritardo, diminuisce il livello in corrente continua da + 320 V a massa pur mantenendo un'amplificazione unitaria per qualsiasi componente in c.a. che possa essere presente nel segnale. Esso ha una larghezza di banda di 30 MHz ed un trimmer serve per regolare la risposta alla frequenza centrale di banda in modo da non distorcere le forme d'onda complesse. In tal modo è possibile passare una replica fedele dell'immagine del tubo catodico al circuito di sblocco al fine di ottenere lo sblocco ad un predeterminato livello di tensione nella banda di frequenza più ampia possibile.

L'amplificatore di cancellazione è incluso perché, quando l'unità a doppia traccia lavora in posizione « chopped » (vedi avanti), i segnali di cancellazione in uscita possono essere amplificati ed applicati al tubo catodico al fine di rendere invisibili i transitori di commutazione. Inoltre tale amplificatore può amplificare e mescolare i segnali esterni in arrivo dalle prese poste sul retro dell'apparecchio in modo da applicare una modulazione « z » al tubo catodico.

2. - CIRCUITO DI SBLOCCO

Questo può essere comandato da un segnale applicato alla presa « Trig in » (sblocco), dalla tensione di rete, o internamente dall'amplificatore « Y » secondo la posizione del selettore. Il segnale viene amplificato da una coppia di tubi collegati a « coda lunga » con una delle griglie collegata al controllo del livello di sblocco. Per una deflessione di 5 cm il segnale di sblocco in entrata ha una ampiezza di circa 10 V, perciò i ± 10 V disponibili al controllo del livello corrispondono a due diametri dello schermo. Le uscite dei due anodi della coppia a « coda lunga » sono una piccola frazione del segnale mostrato a causa delle polarizzazioni di griglia basse e di polarità opposta.

L'interruttore di sblocco « + », « — » sceglie l'anodo adatto, per ottenere la polarità desiderata, ed alimenta attraverso uno stadio a carico catodico l'entrata di un circuito di Schmitt.

Il circuito di Schmitt produce una onda a gradino con un fronte molto ripido e indipendente dal segnale in entrata. L'uscita viene differenziata mediante una rete avente una costante di tempo di 30 nsec ed applicata ad un triodo polarizzato appena al di là del punto di blocco. Lo spigolo positivo del segnale rende quindi conduttore il triodo per un periodo brevissimo e produce un impulso negativo in uscita della durata di circa 100 nsec ed avente una ampiezza di circa 10 V su 180 Ω. Questo valore della resistenza interna permette di trasmettere il segnale, attraverso un cavo schermato, ai commutatori, ecc., con una capacità parassita superiore a 100 pF, senza soffrire notevoli degradazioni.

La dissipazione in questa valvola di uscita è ovviamente molto bassa alle basse frequenze, però già a 1 MHz si raggiunge il massimo ammesso. Quindi si è incluso un circuito « limitatore » (2) che impedisce alla valvola di uscita di superare la frequenza di 1 MHz per qualsiasi frequenza venga applicata in entrata. Per quanto riguarda l'utilizzatore è come se il circuito continuasse a sbloccare, in quanto la base dei tempi si ferma se il segnale viene tolto; però se si ruota il controllo del livello di sblocco non si osserva la selezione del livello di tensione che si osserva alle basse frequenze ma si vede l'immagine saltare successivamente in diverse posizioni discrete, molto vicine all'inizio della traccia, ogni qual volta cambia il rapporto del « limitatore ». Il controllo deve essere regolato in modo da ottenere una immagine netta il più possibile lontana dall'inizio della traccia, per avere delle misure più precise con gli spazzolamenti più veloci. Tale modo di funzionamento cessa però di essere efficace al di sopra di circa 7 MHz.

La posizione « H.F. sync » (sincronizzazione A.F.) serve per coprire la banda da 2 a 30 MHz, si ha così un buon ricoprimento con la posizione precedente. In questo caso il circuito di Schmitt è disposto come un oscillatore libero a 500 kHz, con la frequenza regolabile mediante il controllo del livello di sblocco. La frequenza dell'oscillatore viene allora variata fino a che essa viene a coincidere con qualche sottomultiplo

2) In pratica si tratta di un divisore di frequenza.

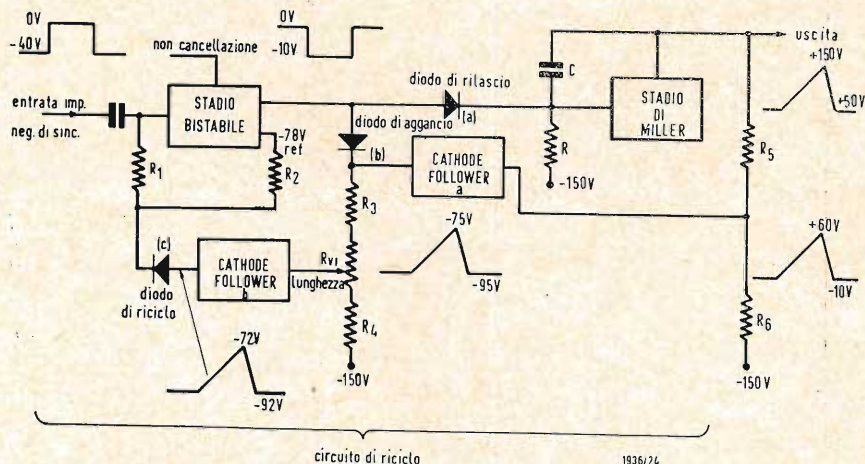



Fig. 6 - Diagramma a blocchi semplificato del circuito della base dei tempi.

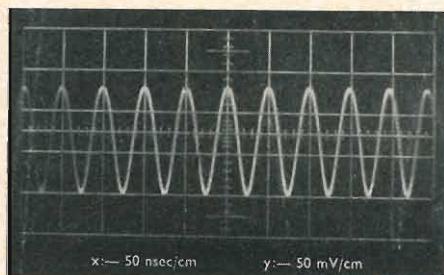



Fig. 7 - Onda sinusoidale a 20 MHz vista con traccie non espanse per mostrare la linearità della gamma 50 nsec/cm.

Fig. 8 - Circuito bistabile convenzionale semplificato.

del segnale, dando così la possibilità di avere una immagine stazionaria.

Nella posizione « Auto » il controllo del livello di sblocco viene escluso, in quanto in questo caso è necessaria solo la selezione « + », «— ». Togliendo il segnale di sblocco si lascia una traccia libera a circa 50 Hz che è utile come linea di misura base. Con gli spazzolamenti più veloci è spesso utile passare in posizione H.F. per stabilire una linea base in quanto la frequenza degli impulsi è circa 10.000 volte più alta e dà una traccia più luminosa.

Un altro uso importante della posizione H.F. è dovuto al fatto che essa permette di « afferrare » l'immagine. Molti utilizzatori preferiscono misurare una onda quadra, per esempio a 50 Hz, come due linee orizzontali luminose prodotte da una traccia non sincronizzata; con tale metodo è spesso possibile eliminare dei piccoli errori. Normalmente il controllo della stabilità per tale condizione deve essere ruotato completamente a destra, invece con il TF2200 si deve usare la posizione « H.F. sync. ».

Nella posizione TV il livello di sblocco deve essere regolato in modo che lo sblocco avvenga in corrispondenza dell'impulso di sincronizzazione; allora l'uscita dal circuito di Schmitt sarà costituita unicamente da impulsi sincroni senza contenuto video. Questa forma d'onda viene poi differenziata e portata ad un triodo polarizzato al di sotto del punto di blocco come nel caso precedente, però qui il differenziatore ha una costante di tempo di 18 μsec invece di 30 nsec, si ottiene allora una forma d'onda come quella indicata dalla traccia intermedia della fig. 5 nella quale le parti più positive di ciascuna delle forme d'onda corrispondono agli otto impulsi a forma di virgola degli impulsi di quadro. La tensione anodica risultante è rappresentata dalla traccia superiore della fig. 5. Questo metodo di separazione degli impulsi di quadro è superiore al metodo di integrazione in quanto con quest'ultimo metodo si possono avere delle differenze di tempo fra i quadri pari e dispari.

3. - BASI DEI TEMPI

Poichè sia la base dei tempi principale, sia quella ritardata sono molto simili, descriveremo un solo circuito e più avanti parleremo delle differenze fra i due circuiti.

Come si vede nel circuito a blocchi semplificato della fig. 6 la base dei tempi è concepita secondo il metodo tradizionale, con il quale l'impulso di sincronizzazione in entrata aziona uno stadio bistabile che interrompendo il diodo di rilascio (*a*) permette al circuito di Miller di produrre una tensione crescente linearmente con una velocità dipendente dalla costante di tempo del circuito RC.

La tensione in uscita dal circuito di Miller raggiunge un livello corrispondente al massimo potenziale di scansione, in questo istante l'onda a dente di sega sulla griglia dello stadio bistabile avrà raggiunto un valore positivo sufficiente per farlo ritornare, attraverso il diodo di riciclo (*c*), nella sua posizione di riposo. Con ciò si rende conduttore il diodo di rilascio (*a*) e si annulla la tensione in entrata del circuito di Miller. Allora la tensione in uscita da tale circuito diminuisce e provoca l'inserzione del diodo (*b*) che collega l'uscita del circuito di Miller con la sua entrata in modo che si stabilisce una tensione stabile per la condizione di attesa.

Una caratteristica poco comune del circuito è costituita dal fatto che lo stadio bistabile è stato progettato in modo che non occorre alcuna regolazione per rendere il circuito capace di rispondere agli impulsi di sblocco. È stato così possibile eliminare il controllo della stabilità che molto spesso confonde l'utiliz-

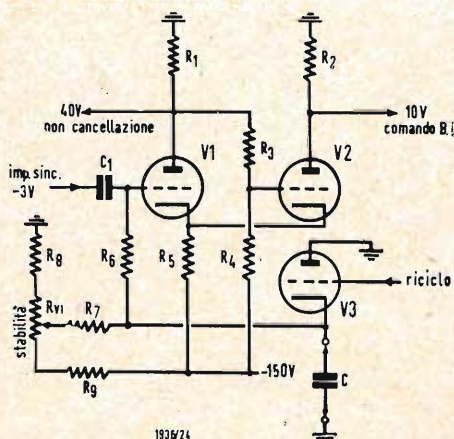
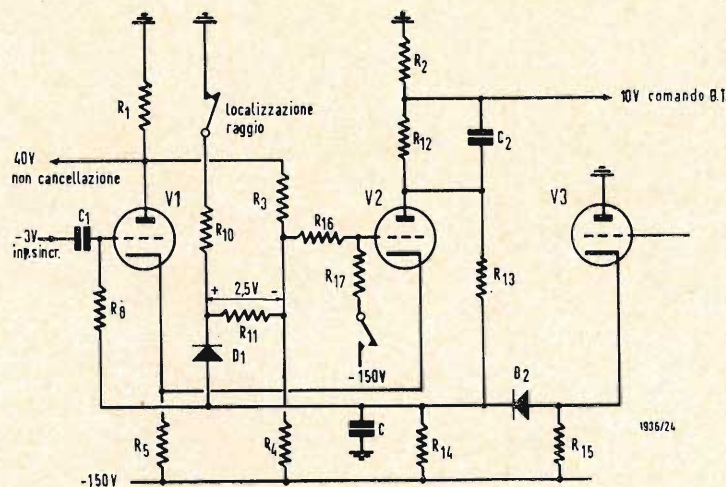



Fig. 9 - Circuito bistabile semplificato usato nel TF2200.

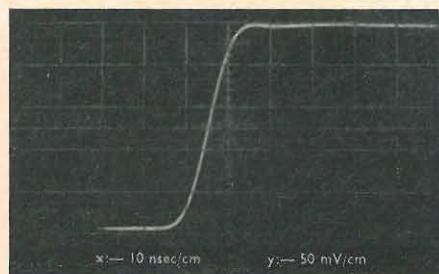



Fig. 10 - Onda quadra da 100 KHz con tempo di salita di 3 nsec per mostrare il tempo perso dalla base dei tempi nella portata 50 nsec/cm con espansione × 5.

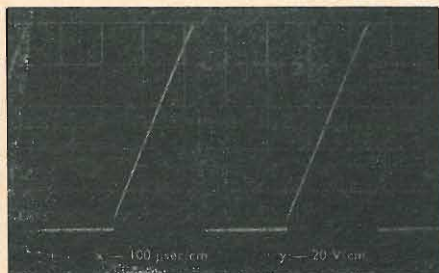



Fig. 11 - Forma d'onda della rampa da 92 V su piedestallo da 5 V come viene inviata al circuito di scelta del ritardo.

zatore e porta a delle inesatte messe a punto. Prima però di descrivere dettagliatamente questo punto, vogliamo dare una descrizione esauriente del modo di funzionamento della base dei tempi per coloro che non fossero molto familiarizzati con tali sistemi.
In qualsiasi istante la base dei tempi si trova in uno dei seguenti stati.

3.1. - Periodo di attesa

Questo è il periodo durante il quale il raggio catodico deve rimanere immobile sul lato sinistro dello schermo per un tempo indefinito fino a che non arriva un impulso di sblocco che dà inizio ad uno spazzolamento. Poiché questo periodo può essere di microsecondi come di ore, è indispensabile avere un accoppiamento in corrente continua, sia nel circuito della base dei tempi sia in quello della cancellazione. Durante questo periodo il circuito bistabile di controllo avrà una uscita a tensione nulla e a bassa impedenza e poichè R ha normalmente un valore di alcuni megaohm, l'entrata del circuito di Miller sarebbe praticamente nulla se non ci fosse il circuito di reazione costituito da R_5, R_6, stadio a carico catodico (a) e diodo (b). Il rapporto R_5/R_6 è scelto in modo che, quando l'uscita dal Miller è a + 50 V, l'entrata sullo stadio a carico catodico (a) sia di — 10 V e la sua uscita di circa — 3 V, cioè tale da rendere conduttore il diodo (b) e da applicare una reazione negativa del 100% allo stadio di Miller. Con un tale sistema si assicura una uscita costante a + 50 V, a meno di pochi volt; la precisione dipende infatti quasi esclusivamente dalla precisione di R_5, R_6 e dal valore della tensione catodo-griglia dello stadio a carico catodico ed è praticamente indipendente dalle caratteristiche della valvola dello stadio di Miller.

3.2. - Periodo di spazzolamento

All'arrivo dal circuito di sblocco di un impulso ripido a — 3 V il circuito bistabile cambia posizione e produce una uscita di — 10 V a bassa impedenza con un anodo ed una uscita di + 10 V con l'altro anodo che serve per bloccare il circuito di cancellazione durante lo spazzolamento. L'uscita negativa interrompe i diodi (a) e (b) e consente al circuito di Miller di caricare linearmente C attraverso R. Come durante il periodo di attesa R_5, R_6 ed il « cathode follower » (a) mantengono il tubo di Miller al suo punto di lavoro corretto, così all'inizio dello spazzolamento non si generano dei gradini non lineari come si avrebbero nel caso dei circuiti di Miller che non impieghino un qualche sistema di reazione.
Il circuito di Miller continuerebbe a caricare C fino a raggiungere la tensione anodica di circa + 300 V, se non ci fosse il circuito di riciclo costituito da R_5, R_6, « cathode follower » (a), R_3 RV_1, R_4 e « cathode follower » (b). Questo circuito produce una copia ridotta della tensione in uscita centrata attorno a — 82 V invece che a + 100 V. Quando il circuito di Miller raggiunge + 150 V, il livello di uscita del « cathode follower » (b) sarà di — 72 V, cioè sufficientemente positivo per commutare, il circuito bistabile, attraverso il diodo (c), nelle condizioni di attesa. La regolazione di RV_1, controllo di lunghezza, permette di variare il rapporto fra la tensione del circuito di Miller e la tensione di riciclo permettendo così al circuito di Miller di raggiungere un diverso livello prima dell'inizio del riciclo. Con ciò si può variare la lunghezza della traccia sullo schermo.

3.3. - Periodo di ritorno

Quando l'azione di riciclo fa ritornare il circuito bistabile nella condizione di attesa, l'uscita del circuito di Miller ritorna a zero e rende conduttore il diodo (a) il quale a sua volta inserisce il cir-

cuito di cancellazione. Ora il circuito di Miller lavora alla rovescia e scarica C attraverso il diodo (a) [3]. Poichè ora la resistenza del circuito di Miller è diventata 1000 volte più piccola si potrebbe pensare che il tempo di ritorno fosse uguale ad un millesimo del tempo di spazzolamento, poichè però il potenziale viene ridotto da 150 V a 3 V, la velocità sarà 50 volte minore, cioè solo 20 volte la velocità di scansione. L'azione inversa del circuito di Miller dura fino a quando l'uscita scende a circa + 50 V, quando entra in azione il circuito di reazione R_5, R_6, « cathode follower » (a) che fissa la tensione di uscita al valore corrispondente al periodo di attesa.

Poichè si deve dare al circuito di Miller il tempo di scaricarsi e di raggiungere l'equilibrio prima dell'arrivo di un nuovo impulso di sblocco si è inserito nel circuito bistabile un circuito di tenuta che impedisce al circuito di commutare prima che non sia passato un tempo uguale a diverse volte il tempo di ritorno.

4. - IL CIRCUITO BISTABILE

Una base dei tempi semplificata con comando bistabile si può vedere nella fig. 8. Normalmente in condizione di riposo V_1 conduce e V_2 è interrotto. Se il controllo di stabilità RV_1 è regolato in modo che V_2 sia *appena* interrotto, un impulso di sblocco negativo di 3 V che arrivi attraverso C_1 è sufficiente per interrompere V_1 e inserire V_2, commutando così il circuito. I 10 V negativi in uscita da R_2 danno inizio allo spazzolamento, mentre i 40 V positivi in uscita da R_1 servono per sopprimere la cancellazione del tubo a raggi catodici. All'inizio dello spazzolamento V_3 è interrotto però l'aumento della tensione di riciclo sulla sua griglia lo rende conduttore verso la fine dello spazzolamento. Ciò fa aumentare la tensione sulla griglia di V_1 attraverso R_6 e si raggiungerà un valore per il quale la tensione sulla griglia di V_1 si avvicina a quello sulla griglia di V_2 ed il circuito bistabile ritorna nella sua condizione di riposo facendo terminare lo spazzolamento. Il condensatore di attesa C ha ottenuto una carica crescente durante il periodo di riciclo e ciò contribuisce a mantenere la griglia di V_1 ad un valore più positivo del cursore di RV_1 fino a che esso non si sia scaricato attraverso R_7, R_8, R_9 ed RV_1. Con ciò si impedisce agli impulsi di sblocco di commutare il circuito ibstabile se prima non è passato un tempo predeterminato che dipende da C.

Il circuito funziona molto bene se l'utilizzatore regola il controllo di stabilità prima di regolare il livello di sblocco; appariva però chiaro che lo strumento richiedeva già molti controlli indispensabili e che quindi sarebbe stato bene eliminarne almeno due la cui unica ragione di esistere era dovuta ad una inadeguatezza del circuito.

Il primo sistema a cui vien fatto di pensare è la preregolazione del controllo in sede di montaggio, però per potere fare questa preregolazione sarebbe necessario che lo spostamento dei valori di R_1, R_3, R_4, R_5, R_8 ed R_9 fosse inferiore al 2%, il che è praticamente irrealizzabile. Una risposta soddisfacente al problema si può trovare solo cercando di agganciare la griglia di V_1 e V_2 attraverso qualche sistema in modo che, anche se si hanno delle notevoli variazioni del potenziale statico, la polarizzazione rimanga sempre corretta. Con il circuito convenzionale il controllo di stabilità deve essere regolato con una precisione di 1 V su 75 V, se si desidera un funzionamento soddisfacente, in quanto, anche se è disponibile un segnale di sblocco di 3 V, è desiderabile avere un livello di sblocco ad 1 V per ottenere l'inizio più rapido possibile dello spazzolamento.

La fig. 9 mostra un circuito che funziona secondo questo principio e che rappresenta una grossolana semplificazione del circuito usato, in ambedue le basi dei tempi del TF2200. Qui i 2,5 V sviluppati ai capi di R_{11} mantengono una differenza di tensione costante fra le griglie di V_1 e V_2. In condizioni di riposo la tensione nel punto comune fra R_3 ed R_4 sarebbe circa 15 V più positiva della tensione nel punto comune fra R_{10} ed R_{11}, se non fosse per il diodo D_1 che mantiene la griglia di V_1 2,5 V più positiva di quella di V_2. Facendo un confronto con il sistema tradizionale si può vedere che se il punto comune fra R_3 ed R_4 avesse un potenziale di + 15 V a causa delle tolleranze, la polarizzazione varierebbe da — 2,5 V a — 1,8 V, invece che da — 2,5 V a + 12,5 V, e ciò permette di allentare le tolleranze di 20 volte. Si possono ottenere dei rapporti di miglioramento più elevati collegando R_{10} ad un potenziale positivo elevato invece che a massa, però i 15 V di polarizzazione in avanti pongono un limite alla tolleranza ammessa, in modo che i benefici ottenibili per tale via sono minimi.

All'arrivo di un impulso di sblocco negativo da 3 V V_1 si interrompe e V_2 diventa conduttore, e, poiché la tensione alla giunzione R_3, R_4 diminuisce, mentre aumenta quella della giunzione R_{10}, R_{11}, il diodo D_1 viene polarizzato in senso inverso con circa 15 V. Perciò

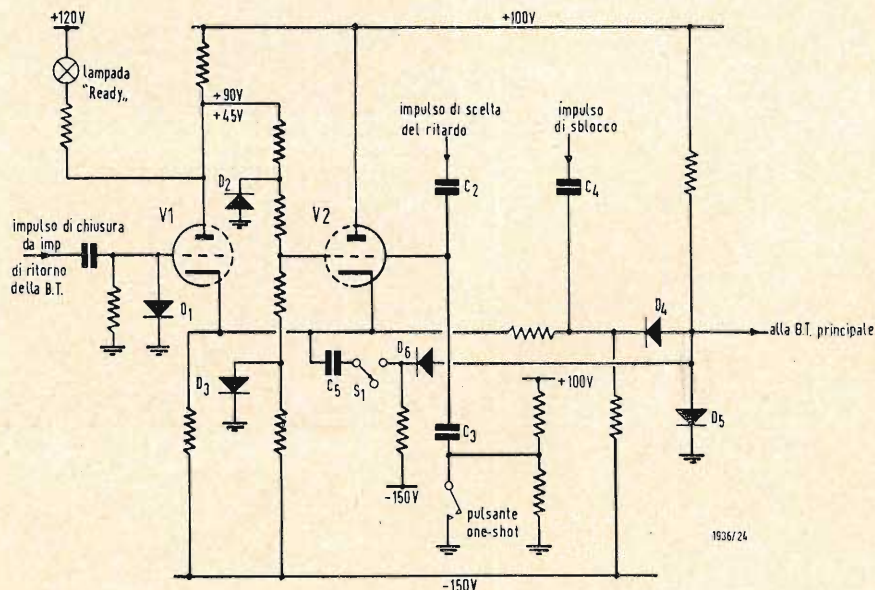
Fig. 12 - Circuito di funzione semplificato.

3) E la sorgente tende a zero partendo da una tensione di — 3 V.

Fig. 13 - Particolare del commutatore di funzione.

in questa condizione i due circuiti sono identici.
Il riciclo sarebbe lo stesso se non ci fosse l'inclusione di D_2 e di R_{15}. Tuttavia questi componenti migliorano ambedue i circuiti e non sono una parte indispensabile del circuito bistabile migliorato. Nella fig. 8 V_3 è normalmente interrotto e diventa conduttore solo durante l'ultima parte dello spazzolamento prima del riciclo con una corrente uguale a C dv/dt dove v è la tensione di griglia. Se il valore del condensatore di attesa C viene commutato per ogni gamma della base dei tempi, la corrente e quindi la tensione catodo-griglia può essere mantenuta costante e dare una lunghezza della traccia costante. Nel TF2200, come si vede nella fig. 9, il condensatore C serve per tre gamme della base dei tempi; quindi la base dei tempi con ritardo ha un controllo variabile della velocità con un campo 5: 1. Perciò si include R_{15} e la si rende sufficientemente bassa in modo da mantenere il « cathode follower » V_3 ad un livello di corrente parecchie volte superiore a quello necessario per caricare C; nella peggiore delle ipotesi ciò riduce la variazione della lunghezza della traccia da 1 cm a meno di 1 mm.

A parte i tre tipi di funzionamento descritti più sopra, sono necessari altri due stati. Uno è uno stato nel quale lo stadio bistabile funziona come un multivibratore, siano o meno presenti gli impulsi di sblocco, e l'altro stato si ha quando esso rimane continuamente inattivo e non può essere sbloccato. La prima condizione si ottiene aprendo il circuito in corrispondenza di R_{10}, ciò si fa quando si preme il pulsante di localizzazione del raggio, in tali condizioni la base dei tempi deve funzionare indipendentemente dalla posizione del controllo di sblocco; il secondo stato si ottiene per mezzo del commutatore di funzione che applica una polarizzazione negativa alla griglia di V_2, collegando R_{17} alla tensione a — 150 V, nei casi in cui non occorra questa base dei tempi.

5. - DIFFERENZE DELLE BASI DEI TEMPI

Le portate della base dei tempi principale hanno una sequenza 1, 2, 5 che inizia a 2 sec/cm e termina a 50 nsec/cm. La base dei tempi con ritardo viene commutata in decadi che partono da 0,1 sec/cm e finiscono a 1 μsec/cm con in più un controllo di velocità variabile non tarato con rapporto 4 : 1 che assicura una completa ricopertura ed un tempo di ritardo massimo di 5 sec. Il controllo di velocità variabile permette di ottenere il sincronismo anche di forme d'onda complesse, come per esempio il codice a 7 elementi delle telescriventi con il quale il periodo di ripetizione del tempo base deve essere regolato in modo da risultare un multiplo intero della lunghezza di un carattere completo.
La tensione di non cancellazione della base dei tempi principale è 10 V più positiva della base dei tempi con ritardo in modo che, quando le due vengono

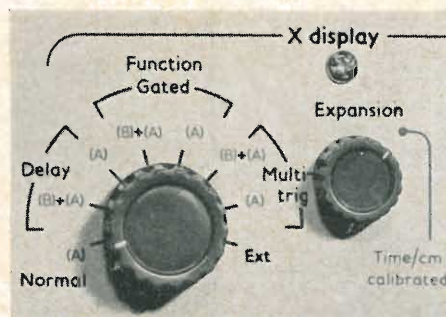
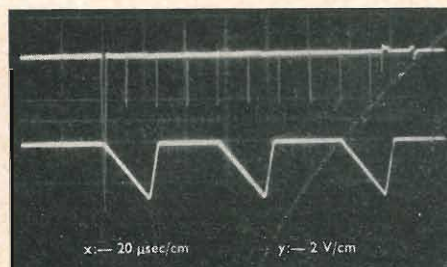
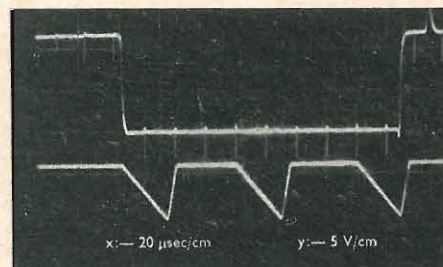
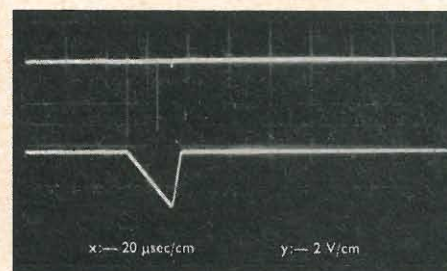
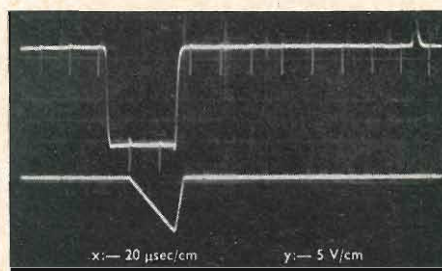



Fig. 14 - Forme d'onda in entrata ed in uscita (nella traccia inferiore si è rappresentata la base dei tempi principale per dare la possibilità di effettuare dei confronti di tempo).
(a) Entrata nel circuito di funzione in posizione « comandata ».
(b) Uscita dal circuito di funzione in posizione « comandata ».
(c) Entrata nel circuito di funzione in posizione « multisblocco ».
(d) Uscita dal circuito di funzione in posizione « multisblocco » con l'impulso di ritardo aggiunto e con gli impulsi di sblocco trasmessi alla base dei tempi principale.

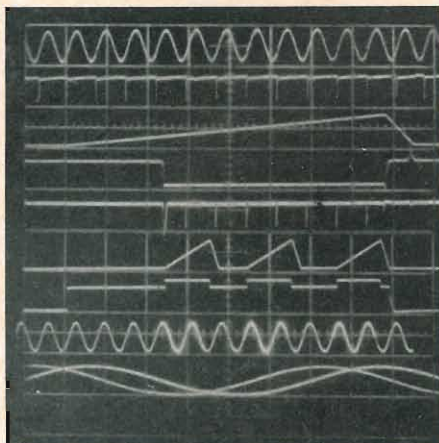



Fig. 15 - Le più importanti forme d'onda della posizione « multisblocco » rilevate mediante fotografia:
(*a*) Segnale in entrata.
(*b*) Impulsi di sblocco negativi coincidenti con il massimo della velocità di variazione del segnale in entrata.
(*c*) Spazzolamento con ritardo che inizia con l'impulso di sblocco ad 1 cm dall'orlo di sinistra e termina a 1-2 cm dall'orlo di destra.
(*d*) Forma d'onda dell'apertura del circuito di funzione (a onda negativa corrisponde passaggio libero), il ritardo viene fissato con un controllo sul pannello frontale.
(*e*) Uscita dal circuito di funzione: si vede che gli impulsi di sblocco sono presenti solo quando il passaggio è libero.
(*f*) Base dei tempi principale sbloccata tre volte, la prima dall'impulso che apre il passaggio, le altre due dagli impulsi di sblocco n° 4 e n° 7.
(*g*) Andamento della luminosità con aumento della stessa nei periodi in cui funziona la base dei tempi principali.
(*h*) L'utilizzatore vede la stessa forma d'onda di (*a*), però con dei tratti più luminosi che indicano i periodi di funzionamento della base dei tempi principale. Il primo tratto luminoso inizia in corrispondenza del massimo positivo, mentre gli altri due hanno un anticipo di 90° rispetto a questo punto.
(*i*) La forma d'onda (*f*) produce ora la deflessione « x » al fine di dare due immagini contemporanee, lo spostamento è regolabile mediante il controllo che regola il ritardo. Questa figura si ha nella posizione (*A*) del commutatore di funzione.

mescolate, il piedestallo a 10 V produce un tratto luminoso per la durata della scansione della base dei tempi principale mentre la base dei tempi con ritardo produce la deflessione del raggio. Ciò permette all'utilizzatore di conoscere dove si trova esattamente la base dei tempi principale rispetto alla base dei tempi con ritardo ed il segnale in entrata.

6. - SCELTA DEL RITARDO

La forma d'onda non cancellata della base dei tempi con ritardo viene aggiunta al dente di sega nella proporzione indicata dalla fig. 11 e viene portata ad un lato del circuito di Schmitt. L'altro lato viene collegato al controllo « DELAY TIME MULTIPLIER » (moltiplicatore del tempo di ritardo) il quale determina il livello di tensione della rampa per il quale lo Schmitt commuta ed in conseguenza il ritardo intercorrente fra l'inizio dello spazzolamento e l'uscita di un impulso negativo che inserisca la base dei tempi principale attraverso il circuito di funzione. Il piedistallo di 5 V sotto al dente di sega è necessario per superare la soglia dello Schmitt; è così possibile ridurre a zero il tempo di ritardo ponendo a zero il « Delay Time Multiplier ».

7. - CIRCUITO DI FUNZIONE

Questo circuito controlla il modo nel quale la base dei tempi con ritardo inserisce la base principale ed inoltre serve anche per il modo di funzionamento ad un colpo solo (one shot).
La fig. 12 illustra lo stadio bistabile che può essere inserito, o da un impulso negativo proveniente dalla base dei tempi con ritardo, oppure da un pulsante esterno per il funzionamento « one shot ». Lo stadio viene invece disinserito dalla fine dell'impulso di non cancellazione di una o l'altra base dei tempi, secondo la posizione del commutatore di funzione. Quando lo stadio bistabile è inserito (cioè quando V_1 conduce), i catodi si trovano al potenziale di massa e i diodi D_4 e D_5 sono polarizzati in modo che l'impulso negativo di sblocco in arrivo da C_4 viene trasferito alla base dei tempi principale. In tali condizioni la tensione ai capi della lampada « Ready » (pronto) è sufficiente per accenderla e dare così l'indicazione all'utilizzatore che il circuito è pronto per il funzionamento « one shot ». Quando lo stadio è interrotto il diodo D_3 collega la griglia di V_2 a + 10 V e con ciò i catodi si portano a circa +12V. I diodi D_4 e D_5 vengono allora polarizzati in modo da bloccare i segnali di sblocco.
Diamo ora una semplice spiegazione del funzionamento del circuito nelle sue sei posizioni significative.

7.1. - Base dei tempi principale normale

Per questa posizione ambedue i tubi sono polarizzati negativamente, i catodi si trovano a — 5 V ed i diodi D_4, D_5 sono permanentemente aperti e lasciano passare qualsiasi impulso di sblocco proveniente da C_4 e diretto alla base dei tempi principale.

7.2. - Base dei tempi principale « one shot »

Premendo il tasto « one shot » si invia un impulso negativo attraverso C_3 e si blocca il tubo V_2, riducendo a zero la polarizzazione dei diodi D_4, D_5. Il circuito è ora « armato » e la lampada « Ready » lo segnala all'utilizzatore. Il prossimo impulso di sblocco passa quindi, attraverso C_4 ed i diodi, alla base dei tempi principale che produce uno spazzolamento. L'orlo finale dell'impulso di non cancellazione interrompe V_1 e apre V_2, con ciò si chiudono i diodi e si impedisce un successivo sblocco della base dei tempi principale. La lampada « Ready » si spegne e ciò sta ad indicare che si è avuto un unico spazzolamento, indicazione questa molto importante per il caso in cui si voglia fotografare un solo transitorio. Un commutatore a tre posizioni sul pannello frontale permette d'inviare direttamente l'impulso negativo alla base dei tempi principale invece che allo stadio bistabile, si facilita così lo sblocco manuale nel caso in cui si abbia a che fare con applicazioni a frequenza molto bassa.

7.3. - Posizione con ritardo

In questa posizione V_2 viene collegato come un « cathode follower » con i catodi a circa — 5 V. L'impulso negativo proveniente dal circuito di scelta del ritardo viene passato, attraverso C_2 e V_2 ed i diodi D_4, D_5, alla base dei tempi principale. Si produce così uno spazzolamento della base principale per ogni spazzolamento della base con ritardo con un ritardo che dipende dalla posizione del « Delay Time Multiplier ».

7.4. - Posizione comandata

V_1 e V_2 sono predisposti per il funzionamento bistabile come nella posizione (2), l'unica differenza è dovuta al fatto che l'interruzione di V_2 non viene provocata con la pressione del tasto ma da un impulso negativo proveniente dal circuito di scelta del ritardo della base con ritardo. Come prima, dopo che un impulso di sblocco ha fatto produrre uno spazzolamento alla base dei tempi principale, l'orlo finale dell'impulso di cancellazione chiude il blocco ed impedisce ulteriori sblocchi fino a che non si abbia un altro spazzolamento della base dei tempi con ritardo. In questa posizione la lampada « Ready » viene esclusa perchè a certe frequenze potrebbe dare uno sfarfallio irritante.

7.5. - Posizione multi-sblocco

Questa posizione verrà descritta con maggiore dettaglio perché essa non si trova nella maggior parte degli altri oscilloscopi. Essa permette di rappre-

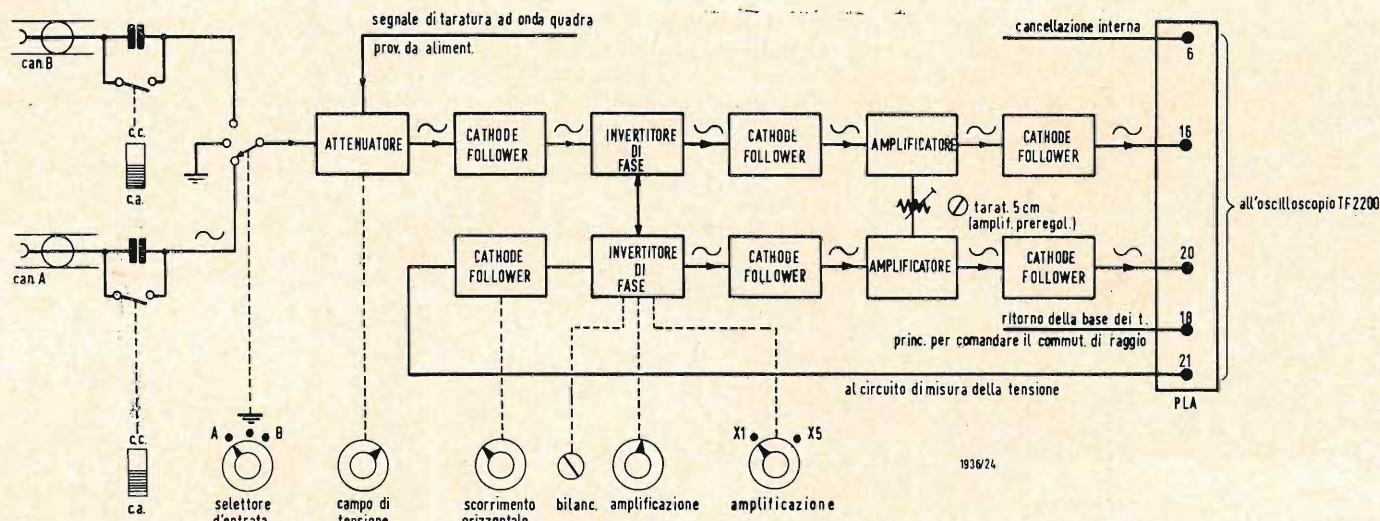



Fig. 16 - Schema a blocchi dell'Unità a traccia unica.

sentare il segnale in entrata con una doppia immagine, una immagine fissa ed una seconda immagine che può essere fatta scorrere a piacere lungo l'asse dei tempi mediante il controllo « Delay Time Multiplier ». In tal modo è possibile confrontare i fronti anteriori con i fronti posteriori di qualsiasi forma di onda ed eseguire delle misure di pendenza di precisione. Questa posizione è particolarmente utile per le applicazioni televisive.

Per ottenere questa posizione S_1 viene chiuso in modo che, quando l'impulso del ritardo, arrivando attraverso C_2, provoca la commutazione del circuito bistabile, l'orlo negativo sui catodi passi attraverso C_5 e D_6 e inneschi la base dei tempi principale. D_6 serve per isolare C_5 ed impedire che si carichi con gli impulsi di sblocco. Se l'orlo finale dell'impulso di non cancellazione ristabilisse il blocco, la posizione non sarebbe diversa dalla posizione (3), invece in questa si utilizza solo l'orlo finale dell'impulso di non cancellazione della base dei tempi con ritardo. Perciò il passaggio rimane aperto per tutta la durata dello spazzolamento con ritardo e ciò permette a qualsiasi impulso di sblocco in arrivo su C_4 di passare direttamente alla base dei tempi principale e di produrre altri spazzolamenti. Il primo spazzolamento è quello variabile con continuità, gli altri rimangono invece collegati a qualche spigolo della forma d'onda in funzione della posizione dei controlli di livello e di polarità.

7.6. - Esterna

Permette di usare una entrata in c.a. accoppiata all'amplificatore X con una sensibilità variabile da 3,5 V/cm a 0,7 V/cm, secondo la posizione del controllo di espansione, con una larghezza di banda di circa 3 MHz.

Nelle posizioni (3), (4) e (5) la posizione (B) + (A) del commutatore di funzione fa apparire sullo schermo la base dei tempi con ritardo (*B*), mentre appare un tratto più luminoso (o più tratti) quando spazzola anche la base dei tempi principale (*A*); perciò la messa a punto dei controlli può avvenire senza dover calcolare i tempi di ritardo ma limitandosi a portare il trattino luminoso sulla parte desiderata della forma d'onda. Se ora il commutatore di funzione viene portato nella voluta posizione (*A*), la base dei tempi principale produce l'immagine e la porzione della curva che era prima più illuminata occupa ora tutti i 10 cm dello schermo.

8. - AMPLIFICATORE X

Normalmente l'amplificatore X è costituito da un invertitore di fase a basso livello seguito da uno stadio bilanciato ad alto livello, con i 100 V in uscita dalla base dei tempi ridotti a circa 10 V prima dell'applicazione all'invertitore. Nel TF2200 lo stadio di uscita è usato come un invertitore di fase, la base dei tempi viene applicata ad una griglia e le tensioni da misurare all'altra. L'unico svantaggio di tale sistema, che garantisce una certa economia di componenti e regolazioni, è costituito dal fatto che l'entrata «X IN» deve essere accoppiata in c.a. a sensibilità ridotta, però l'autore pensa che il compito fondamentale di un amplificatore X sia quello di amplificare le basi dei tempi e che l'entrata « X IN » abbia solo una importanza secondaria.

Le fotografie di fenomeni rappresentati una sola volta (one shot) ad alta velocità di scrittura appaiono molto spesso annebbiate a causa di una emissione secondaria delle placche X, prodotta dal fascio che bombarda la struttura di deflessione e causa una illuminazione diffusa di tutto lo schermo. Il tubo impiegato nel TF2200 ha le piastre X rivestite in modo da ridurre tale emissione secondaria di circa cinque volte.

9. - UNITÀ DI ALIMENTAZIONE IN A.T.

Questa unità produce — 1 kV regolato per il catodo del tubo catodico, — 1 kV fluttuante per l'accoppiamento in c.c. delle forme d'onda non cancellate alla griglia e + 9 kV semiregolati per l'anodo finale, in modo che si ottiene una tensione di accelerazione totale di 10 kV.

Per le tensioni da — 1 kV si usano dei diodi semiconduttori per eliminare lo sfarfallio, invece per i + 9 kV si usa un duplicatore di tensione a tubo. L'unità è del tipo ad auto oscillazione e funziona a 20 kHz, però ha il grande vantaggio che, se per qualche ragione l'oscillatore si ferma, un accoppiamento a diodo mantiene il tubo in condizioni di sicurezza, mentre un punto di controllo permette di applicare un oscillatore che comandi il circuito, è così possibile trovare rapidamente il guasto senza dover ricorrere ad una faticosa sostituzione di componenti.

In questa unità non esistono dei controlli di messa a punto e le tensioni di uscita vengono riferite alla tensione di + 350 V.

10. - ALIMENTATORE

L'alimentatore è assolutamente normale e quindi lo ricorderemo molto brevemente. Gli avvolgimenti in alta tensione fluttuanti comandano i ponti semiconduttori seguiti da carichi capacitivi e regolatori in serie controllati con amplificatori di reazione e producenti quattro uscite a — 150 V, + 100 V, + 250 V, + 350 V, tutte riferite ad

una tensione di — 150 V derivata da uno stabilizzatore al neon. Una linea a — 6,3 V e 3 A viene regolata con un transistore in serie in riferimento alla tensione di 3,4 V di un diodo Zener; questa linea serve per il riscaldamento di certi tubi.
Un relé termico ritarda l'applicazione dell'alta tensione fino a che l'emissione non è presente in tutte le valvole ed una apposita resistenza mantiene pronto il circuito di ritardo in modo che, se la rete viene accidentalmente interrotta per uno o due secondi, passano solo alcuni secondi di ritardo prima dell'applicazione dell'alta tensione.

11. - GENERATORE DEL SEGNALE DI TARATURA

Per standardizzare il guadagno dell'amplificatore Y si ha a disposizione un segnale interno. Questo segnale viene ottenuto applicando una tensione sinusoidale da 6 V da picco a picco, prelevata da una presa del trasformatore principale, ad un transistore polarizzato in modo adatto. Il transistore viene portato a zero ed in saturazione dalle due semionde, si ottiene così una onda di forma trapezoidale. Attraverso una catena di resistenze ad alta stabilità, comprendente un elemento variabile, si deriva una tensione da 0,5 V che può essere tarata con una precisione di 1/4%.
Una volta regolato, questo livello dipende unicamente dalla qualità delle resistenze ad alta stabilità e dalla alimentazione stabilizzata, ed è quasi indipendente dalle caratteristiche del transistore.

12. - PREAMPLIFICATORI Y

12.1. - Unità a traccia unica

Questo è il più semplice dei tre pannelli innestabili e serve soprattutto per la larga banda. Nella posizione 50 mV/cm la larghezza di banda è di 30 MHz per — 3 dB (oppure 38 MHz nella posizione *Wideband*, ved. fig. 18) e diminuisce a 20 MHz per i 10 mV/cm. Ambedue le sensibilità sono accoppiate in c.c. ed ambedue possono essere usate con la manopola di misura. Un attenuatore con la sequenza 1, 2, 5 estende la sensibilità a 50 V/cm ed un controllo

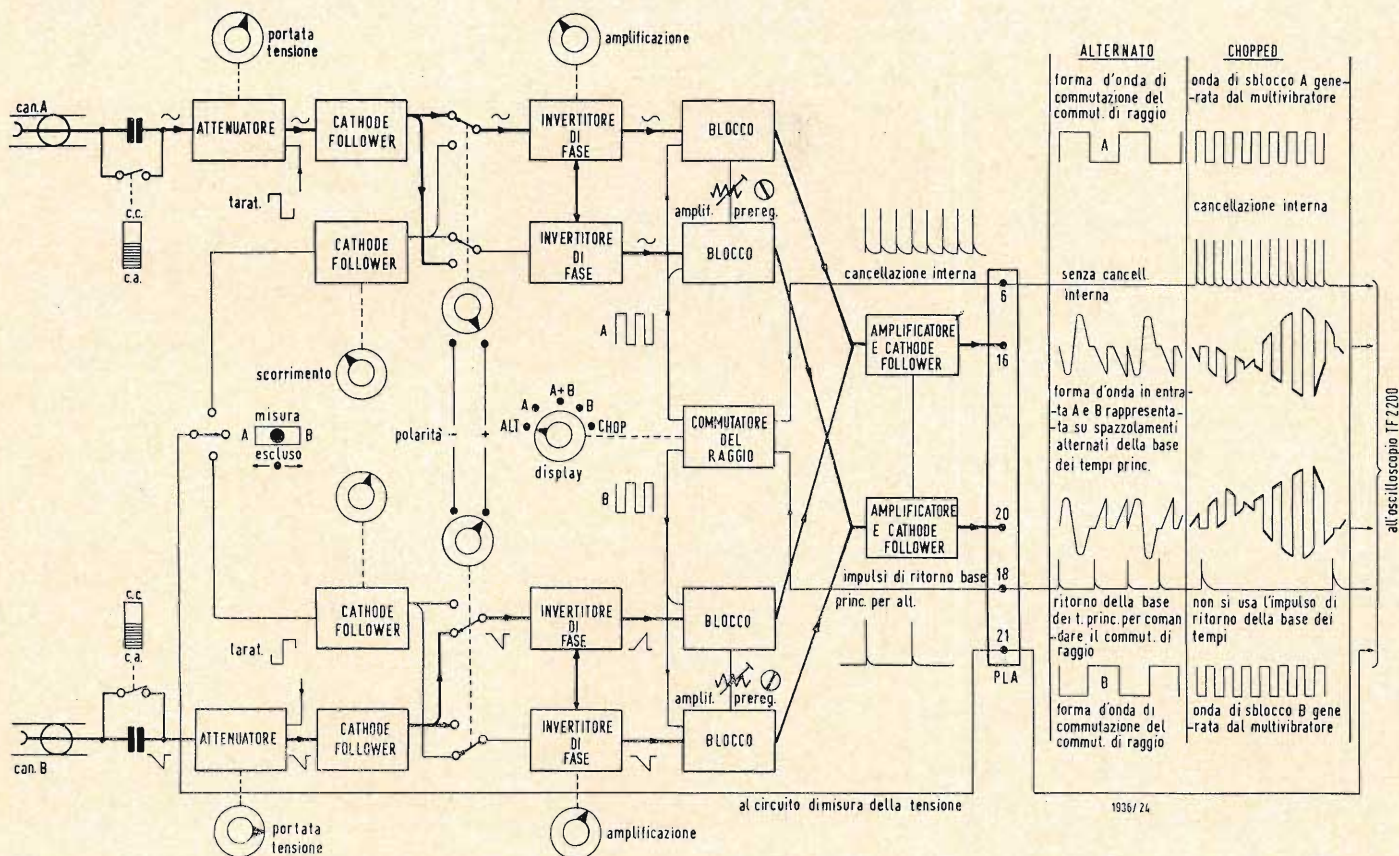
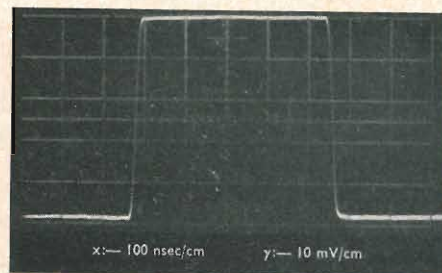
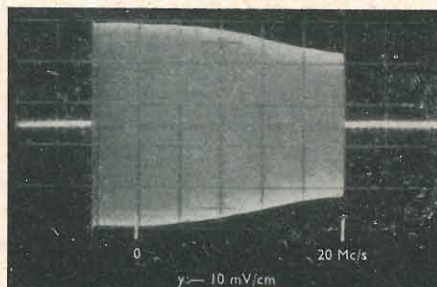
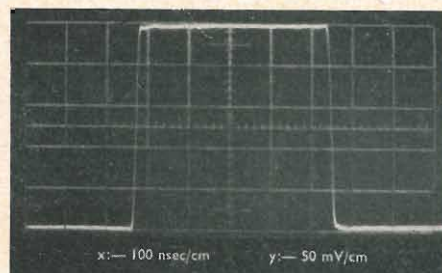
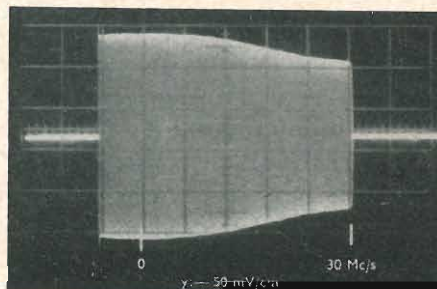



Fig. 17 - Diagramma a blocchi dell'unità a doppia traccia con una onda sinusoidale applicata al canale *A* ed un'onda a dente di sega al canale *B*. Nei due diagrammi di destra sono rappresentate le forme d'onda in uscita verso l'amplificatore Y bilanciato nelle due condizioni « Alternata » e « chopped » (una fetta di un segnale, una fetta dell'altro, e così via). Il funzionamento « chopped » permette di confrontare le forme d'onda in modo esattamente simultaneo, però per le frequenze maggiori si preferisce il funzionamento « Alternato ».

Fig. 18 - Spazzolamenti di frequenza e forme degli impulsi complementari per varie posizioni dei controlli con l'impiego dell'unità a traccia unica.

(*a*) Spazzolamento a 20 MHz con una sensibilità di 10 mV/cm.
(*b*) Onda quadra a 1 MHz rappresentata con una sensibilità di 10 mV/cm.

(*c*) Spazzolamento a 30 MHz con una sensibilità di 50 mV/cm.
(*d*) Onda quadra a 1 MHz rappresentata con una sensibilità di 50 mV/cm.

(*e*) Spazzolamento a 38 MHz con una sensibilità di 50 mV/cm e commutatore in « Wideband » (larga banda).
(*f*) Risposta in « Wideband » ad una onda quadra da 1 MHz.
Si noti l'« overshoot » (transitorio all'inizio ed alla fine dell'impulso).

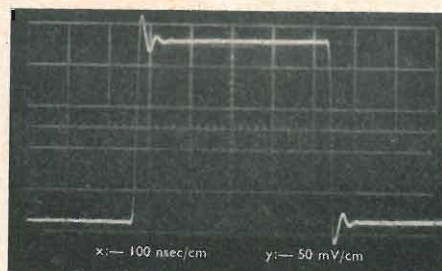
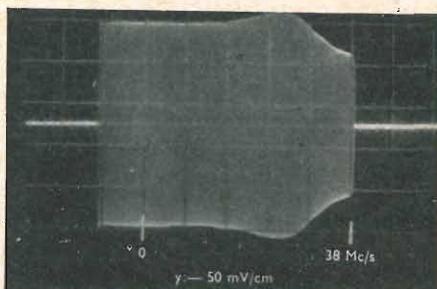
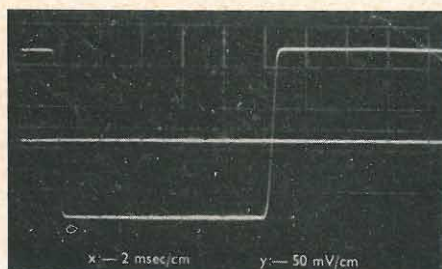
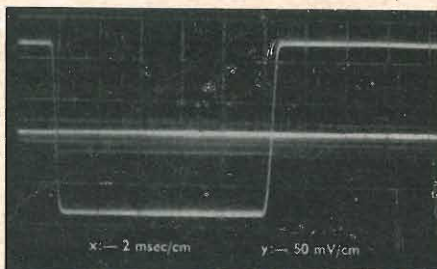



Fig. 19 - Figura a doppia traccia in posizione « chopped ».
(*a*) Senza cancellazione.
(*b*) Con cancellazione.

variabile dell'amplificazione assicura una sensibilità minima di 125 V/cm, corrispondente a 625 V per il diametro dello schermo. Il controllo dell'amplificazione permette di regolare questo ultimo in modo che il segnale di taratura corrisponda ad un certo numero di divisioni (in posizione « *Cal* », taratura). Si può così eseguire qualsiasi misura di livello in qualsiasi portata. Lo spostamento possibile dell'immagine è di $\pm$ 4,5 diametri con la massima amplificazione e di $\pm$ 1,5 diametri con la minima.

Il segnale entra nell'unità attraverso un attenuatore ad alta impedenza isolato da un « cathode follower » ed è portato ad una griglia di un invertitore di fase che incorpora il controllo variabile dell'amplificazione. L'altra griglia è alimentata da un « cathode follower » complementare che combina la tensione di scorrimento con quella di misura. I circuiti anodici degli invertitori di fase sono costituiti da due coppie di resistenze compensate che vengono commutate per ottenere le due sensibilità. L'uscita da questi due circuiti viene portata, attraverso un altro « cathode follower », allo stadio di uscita, che incorpora il controllo dell'amplificazione preregolata ed è formato da un amplificatore a pentodi bilanciato che alimenta il « cathode follower » di uscita. L'amplificazione totale della unità con regolazione al massimo è uguale a 2,5 volte ed il segnale bilanciato lascia il circuito ad un livello di 150 V.

12.2. - Unità a doppia traccia

Essa contiene due amplificatori identici aventi ambedue una sensibilità di 50 mV/cm ed una larghezza di banda di 27 MHz per — 3 dB, oppure di 35 MHz nella posizione « larga banda » (vedi fig. 21). Il commutatore « Display » (rappresentazione) permette di far vedere i canali *A* e *B* separatamente, oppure i canali *A* e *B* alternativamente con una frequenza pari a quella della base dei tempi, oppure i canali *A* e *B* alternativamente con una frequenza

Fig. 20 - Influenza fra i due canali nella rappresentazione a doppia traccia.

(*a*) Canale *B* aperto con sensibilità 50 mV/cm con 25 diametri di schermo (125 cm) di 0,3 µsec di tempo di salita a 3 kHz; onda quadra nel canale *A* con 50 mV/cm.
(*b*) Lo stesso che in (*a*) con un segnale di prova costituito da un impulso di 4 cm con 3 nsec di tempo di salita a 500 kHz.

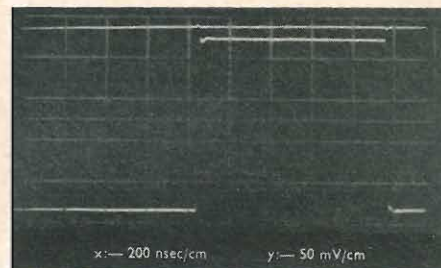
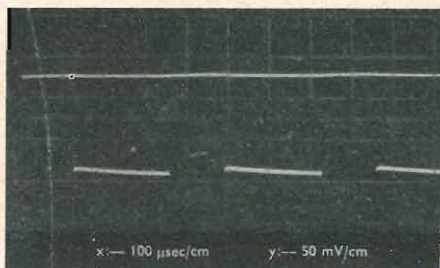
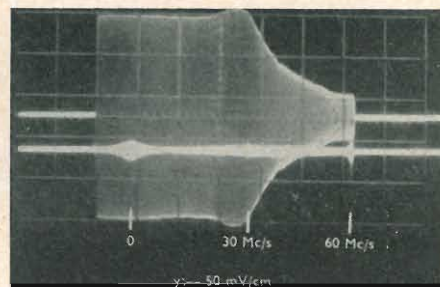
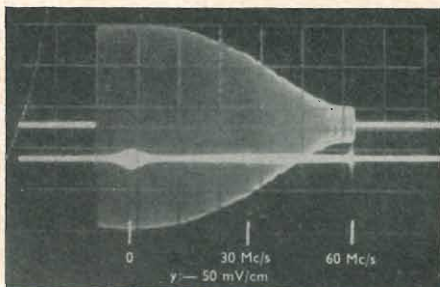



Fig. 21 - Risposta di frequenza dell'amplificatore Y dell'unità a doppia traccia a 60 MHz con « markers » (marcatori) a 30 e a 60 MHz.
(*a*) In posizione « Transient » (transitori).
(*b*) In posizione « Wideband » (larga banda).

non sincronizzata di 500 kHz (posizione « chopped »), oppure la somma algebrica dei due segnali, con la possibilità di invertire le polarità di ambedue i canali con il commutatore « Polarity ». Per rendere invisibili le commutazioni fra i due canali si è previsto un sistema di cancellazione interno (vedi fig. 19). Ciascun canale ha le proprie regolazioni di amplificazione (variabile e preregolate), di scorrimento, di attenuazione e di taratura. La manopola di misura può essere commutata in uno dei due canali oppure esclusa. Le portate dell'attenuatore e il campo della regolazione dello scorrimento sono identici nei due canali.

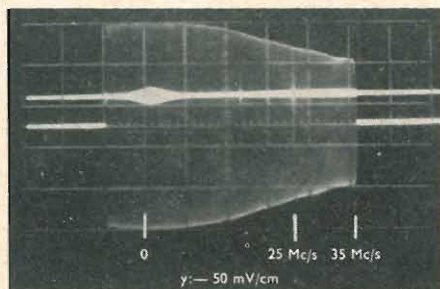
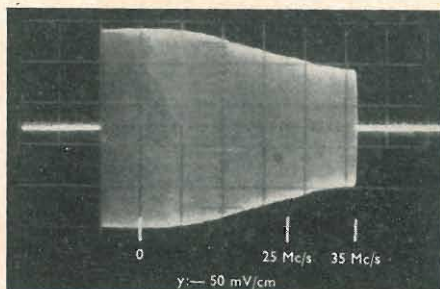
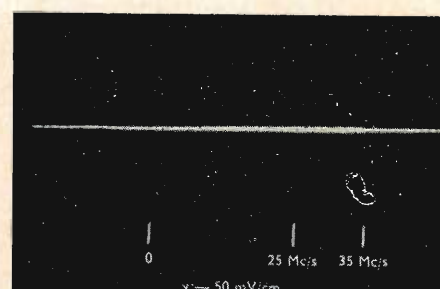
In ambedue i canali il segnale entra attraverso un attenuatore ad alta impedenza e viene portato ad un invertitore di fase attraverso un « cathode follower » e mescolato con la tensione di misura e di scorrimento esattamente come si era fatto nell'unità a traccia unica, se si eccettua la presenza di un commutatore di polarità che permette di invertire le entrate all'invertitore, consentendo così di ottenere delle uscite positive o negative. L'uscita dagli invertitori viene portata ad un triodo con griglia a massa che funziona da blocco (apre e chiude). Il vantaggio di questa soluzione rispetto a quella più normale a pentodo a gas sta nel fatto che si elimina la griglia schermo, che con il suo riscaldamento tende normalmente a produrre uno spostamento della traccia durante lo spazzolamento con basi dei tempi lente e posizione « alternata ». Lo stadio di blocco contiene il controllo variabile dell'amplificazione, il controllo preregolato si trova nell'invertitore di fase. In tutti i pannelli inestabili si è cercato di fare in modo che i controlli di amplificazione abbiano un effetto trascurabile sulla larghezza di

(*a*) Larghezza di banda di un solo canale fino a 35 MHz con « marker » a 25 MHz sull'altra traccia.

(*b*) Rappresentazione dello stesso spazzolamento di frequenza in posizione « somma » con ambedue i canali regolati per 2,5 cm di deflessione verticale.

(*c*) Rappresentazione « differenza » dello stesso spazzolamento di frequenza con ambedue i canali regolati per 5 cm di deflessione verticale.

Fig. 22 - Tre oscillogrammi che illustrano il comportamento dell'unità a doppia traccia. in posizione « somma » ($A + B$).

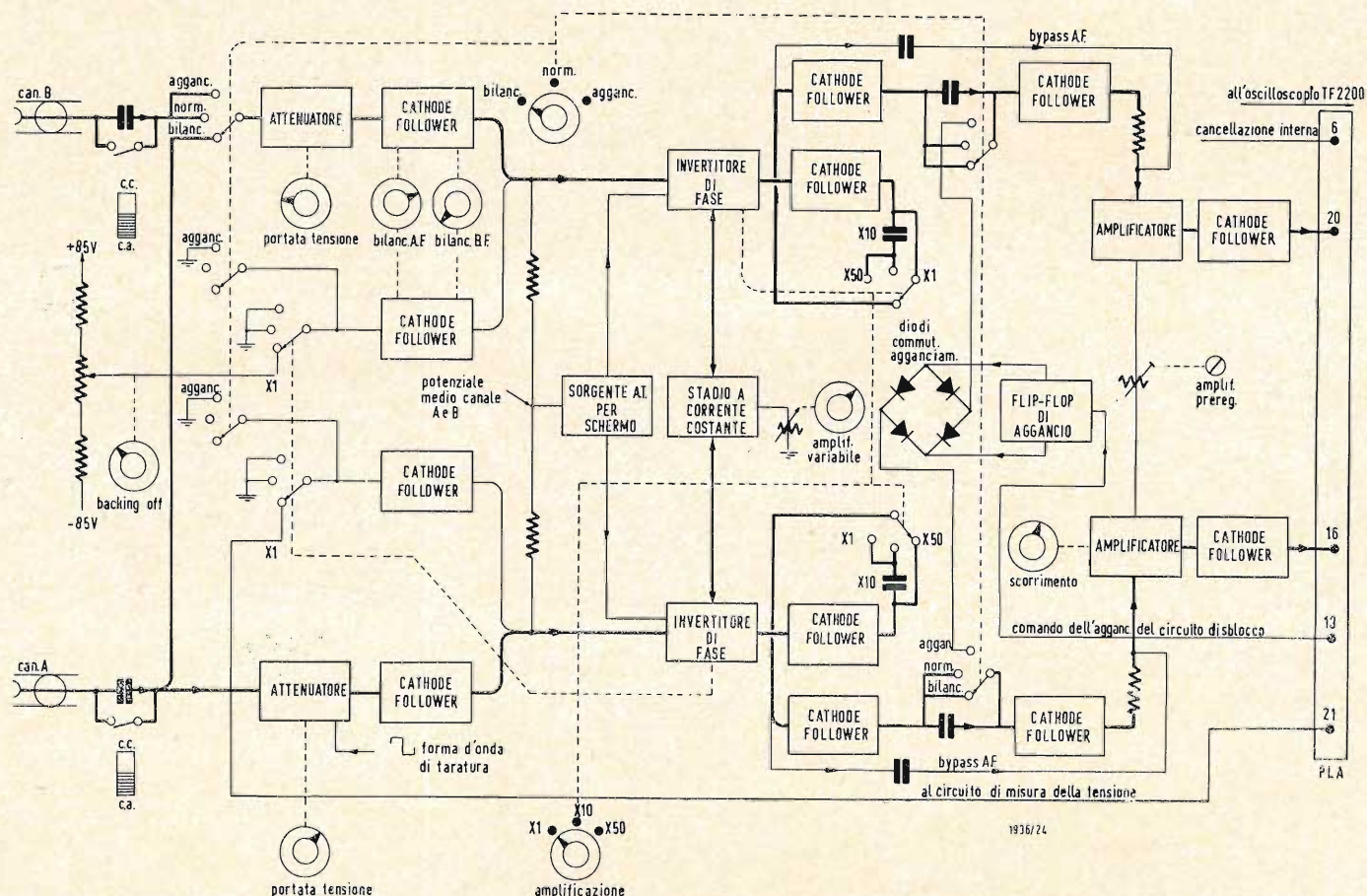



Fig. 23 - Schema a blocchi dell'Unità differenziale per TV. Se si applica un solo segnale a qualsivoglia delle due entrate esso si può osservare nel modo normale; se invece si applicano due segnali diversi si può osservare la loro differenza. Dei sistemi di agganciamento permettono di eseguire delle misure precise nelle forme d'onda televisive o altre in presenza di tensioni o frequenza di rete non desiderate.

banda e sulla forma dell'impulso.
L'uscita dai tubi di blocco di un canale viene mescolata con l'uscita dell'altro canale e la somma viene portata allo stadio finale formato da un amplificatore a pentodi di bilanciamento che alimenta i « cathode followers » di uscita.
Lo stadio bistabile di commutazione del fascio apre e chiude i blocchi permanentemente oppure ciclicamente e può essere sincronizzato con il ritorno della base dei tempi principale, oppure oscillare liberamente secondo la posizione del commutatore « display ».
Alle basse frequenze (per es. fino a 1 MHz) si possono rappresentare diversi diametri di schermo del segnale in un canale senza una visibile influenza sull'altro canale, mentre a 30 MHz si ha un deterioramento di 30 dB (vedi fig. 20).

12.3. - Unità differenziale per TV

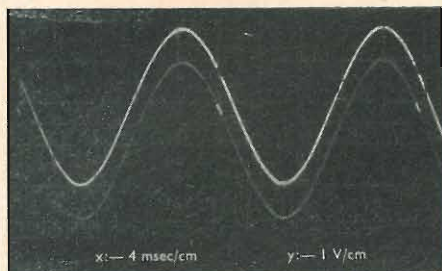
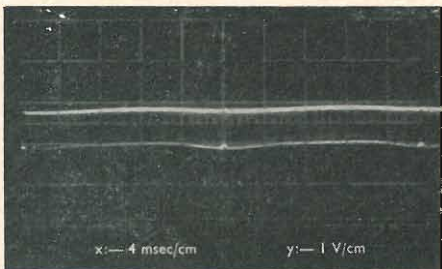
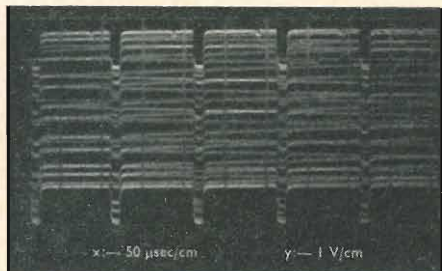
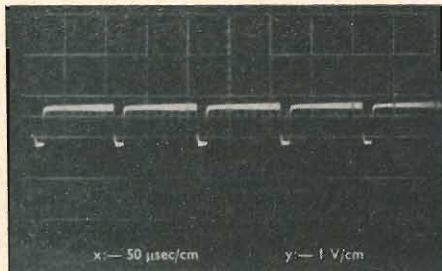
Questo pannello è in sostanza un amplificatore differenziale provvisto di molte possibilità di collegamento che lo rendono particolarmente adatto per il lavoro in televisione.
L'amplificatore differenziale ha una sensibilità di 50 mV/cm a 20 MHz o a 28 MHz nella posizione « larga banda », 5 mV/cm ad 8 MHz (accoppiamento solo in c.a.) e di 1 mV/cm a 1 MHz (accopp. solo in c.a.). I controlli di bilanciamento B.F. e A.F. permettono di rendere massima la reiezione in qualsiasi portata e per qualsiasi frequenza senza dover staccare il segnale in esame.
Nella posizione 50 mV/cm si possono ammettere in entrata $\pm$ 10 V e dei valori proporzionalmente più alti per le posizioni più elevate dell'attenuatore in entrata.
Le tensioni di scorrimento di misura e di « backing off » possono essere usate con ambedue i segnali in entrata nella posizione così accoppiamento in c.c., facilitando così la misura per differenza di segnali BF video sovrapposti a elevate tensioni stazionarie. La portata dell'attenuatore e le possibilità di taratura sono le stesse degli altri pannelli.
Quando l'unità viene usata come amplificatore differenziale, il segnale del canale *A* può essere applicato ad ambedue le entrate. In tal modo i controlli di bilanciamento B.F. e A.F. possono essere regolati in modo da ottenere la migliore reiezione alla frequenza e al livello che più interessa l'utilizzatore. Se ora il commutatore viene riportato nella posizione « Normal » i due segnali da differenziare vengono applicati alle due entrate e la differenza viene mandata al tubo a raggi catodici. La coda a corrente costante ed il circuito a potenziale di schermo variabile negli invertitori di fase assicurano una amplificazione costante per segnali in entrata da $\pm$ 50 V nella portata 50 mV/cm.
Quando il commutatore viene ruotato nella posizione « clamp » (agganciamento) i due lati dell'amplificatore bilanciato vengono cortocircuitati per la durata di 4 μsec, per mezzo di un ponte a diodi bilanciato, ogni volta che un impulso di sblocco lascia il circuito di sblocco. Con ciò si scaricano i condensatori in serie e la tensione continua ritorna ad un livello prestabilito che dipende dalla posizione del controllo di scorrimento e del commutatore di polarità. È così possibile « bloccare » delle onde rettangolari di mezzo periodo comprese tra 4 e 400 μsec. in modo da togliere qualsiasi disturbo a bassa frequenza. Il circuito di « clamp » è stato studiato in modo da minimizzare i di-

(*a*) Visione di quadro senza agganciamento;

(*b*) Visione di quadro con agganciamento.

(*c*) Visione di linea senza agganciamento;

(*d*) Visione di linea con agganciamento.

Fig. 24 - Treno di impulsi di sincronizzazione TV con sovrapposta una tensione a 50 Hz quattro volte più grande.

sturbi della forma d'onda durante il periodo di corto circuito, usando solo le componenti B.F. dell'uscita di « clamp » e derivando le componenti in A.F. da un condenzatore di « bypass ». La costante di tempo di 33 μsec del circuito di mescolazione assicura che i transitori rapidi vengano integrati e ridotti ad ampiezze molto piccole, mentre i « cathode followers » bloccano i transitori che passano nel circuito di « bypass » per l'A.F.

Usando tale posizione un segnale televisivo può quindi essere agganciato dal livello di sincronizzazione fino a quello di cancellazione indipendentemente dal contenuto in c.c. o in rumori. Naturalmente in tale posizione, come nelle posizioni con accoppiamento in c.a. ad alta sensibilità la manopola di misura non può essere utilizzata e le misure di ampiezza si possono eseguire solo mediante la mascherina graduata.

12.4 - Usi per televisione

Anche se, sia l'unità a traccia singola, sia quella traccia doppia, vengano utilizzate per lavoro televisivo noi ci limiteremo a parlare solo delle misure con l'Unità differenziale in quanto l'uso delle altre unità è più semplice.

Se si applica un segnale video composto ad una entrata e si porta il commutatore di funzione in « TV Internal » si può osservare una figura di quadro bloccata. Nella posizione normale della base dei tempi principale si vedono sia i quadri pari che quelli dispari, se però si riduce la base dei tempi si finisce con il perdere un quadro ogni due. In tutte le posizioni di spazzolamento ritardato si introduce però un ritardo di 30 μsec (regolabile a 24 dall'utilizzatore per i 60 quadri/sec) fisso nella posizione «TV», ottenendo così la rappresentazione dei soli quadri pari o dispari. Se si preme il pulsante di localizzazione del raggio si interrompe il sincronismo e può darsi che il tipo di quadro rappresentato successivamente vari. Il tempo di ritardo fisso permette di allargare molto la figura nella regione subito dopo l'impulso di sincronismo di quadro, pur mantenendo l'agganciamento dei quadri pari o dispari.

È così possibile esaminare dei particolari delle forme d'onda e se due linee in ciascun quadro dei segnali con impulsi e barre sono conformi a certe relazioni temporali, esse possono essere osservate in forme sovrapposte. La posizione di sblocco TV è accoppiata in c.a. e ristabilita in c.c. in modo che le variazioni di rumore o di contenuto video non influenzino il sincronismo.

Per i segnali video positivi il commutatore della polarità di sblocco deve essere in posizione positiva, se si vuole ottenere la separazione di quadro; questa posizione del commutatore darà l'agganciamento linea per linea del livello del nero. La scelta del livello zero o massimo per l'agganciamento è possibile se si sblocca con gli impulsi di linee, per i segnali video di ambedue le polarità è possibile solo l'agganciamento al livello di cancellazione, se si usa il sincronismo di quadro.

Le misure degli impulsi linea per linea e di barra per il controllo di apparecchiature o di linee si possono eseguire in modo molto semplice, anzi una speciale mascherina con il fattore « K », costruito secondo gli standard stabiliti per legge, può facilitare un rapido controllo delle apparecchiature. I generatori di impulsi e di barre possono essere regolati con la massima fiducia, data la grande larghezza di banda del TF2200. La variazione della larghezza di banda da 20 MHz a 28 MHz per mezzo del commutatore « Transient-Wideband » fa variare l'altezza di un impulso T a 625 linee di circa lo 0,25 %; la posizione più corretta è naturalmente la « Wideband » (larga banda).

A causa dell'elevato rapporto di amplificazione c.a./c.c. è possibile eseguire delle misure precise anche saltando dal bianco al nero. Se l'amplificatore viene bruscamente aperto, supponiamo 10 V nella posizione 50 mV/cm, per 20 sec e poi ritornato istantaneamente a tensione zero, lo spostamento della traccia che ne risulta dopo i successivi 20 sec è normalmente minore di 2 mm, cioè di 10 mV.

Per misure differenziali e per segnali « finestrati », maggiori di due diametri di schermo, si deve usare un sincronismo esterno. Vanno bene tutte le caratteristiche interne del separatore sincrono di campo e dell'agganciamento linea per linea TV; poichè poi il circuito di sblocco è alimentato attraverso un circuito di ristabilimento della c.c., si può ottenere una sincronizzazione soddisfacente anche con segnali aventi un rumore del 400 %.

Se il segnale in esame è, per esempio, un segnale da 1 V da picco a picco, sovrapposto ad una tensione continua di 40 V, si può rappresentarlo in modo da fargli occupare tutto lo schermo compensando la c.c., nella posizione con accoppiamento in c.c., oppure ristabilendo la c.c. con l'agganciamento, nelle posizione con accoppiamento in c.a., secondo il tipo di misura che si vuole eseguire.

Per le misure differenziali i controlli di bilanciamento B.F. e A.F. permettono di regolare la reiezione a circa 40 dB, anche con le forme d'onda complesse, in qualsiasi posizione dell'attenuatore. Ciò si può controllare, se c'è qualche dubbio, senza dovere scollegare il segnale in prova.

Tutte le misure sopra ricordate possono essere eseguite senza l'ausilio di apparecchiature esterne, in quanto il circuito di sblocco è fatto in modo da dare il giusto impulso di sblocco ad ambedue le basi dei tempi. Se però l'utilizzatore volesse comandare la base dei tempi con ritardo in modo completamente separato da quella principale, si è prevista

una presa denominata « B Ext ». Quando il commutatore del modo di sincronizzazione viene portato in posizione « B Ext » un impulso negativo rigido portato alla presa omonima aziona la base dei tempi con ritardo mentre la base dei tempi principale viene azionata normalmente dal circuito di sblocco, alimentato da una sorgente interna o esterna.

14.5 - Accessori

Probe a « cathode follower »

Esso permette la misura in circuiti lontani dall'oscilloscopio con l'applicazione di un carico di soli 8 pF in parallelo con 10 MΩ. Il cavo di collegamento è adottato all'estremità lontana con una resistenza da 91 Ω e nell'estremità vicina con la resistenza di uscita del tubo di 90Ω. Con tale metodo di collegamento si perde metà dell'ampiezza del segnale, però si garantisce una buona risposta ai transitori ed una curva di risposta che varia meno di 0,5 dB a 30 MHz.

La resistenza di uscita del tubo varia leggermente da modello a modello, perciò l'attenuazione non sarà sempre uguale a 2. Per evitare dei calcoli noiosi si è previsto sul pannello frontale una presa con una tensione di 0,5 V da picco a picco che, se viene misurata attraverso il probe, permette di regolare il controllo di amplificazione di preregolazione del pannello innestabile di volta in volta impiegato fino ad ottenere una traccia alta esattamente 5 cm. Successivamente tutte le misure di tensione eseguite con il reticolo devono essere moltiplicate per due, naturalmente la manopola di misura registrerà l'effettiva tensione in uscita dal « cathode follower », che in generale non è uguale alla metà del segnale.

Il « cathode follower » serve soprattutto per misure in larga banda e segnali deboli. Se si desiderano delle misure sicure non si debbono applicare più di 3 V da picco a picco, anche se si può arrivare a 300 V senza pericolo di danni. L'aumento della distorsione con l'aumento della tensione non è molto grave e qualche utilizzatore arriva a 5 V da picco a picco, anche se al di sopra dei 3V si consiglia di usare il divisore passivo 10 : 1 che ha un circuito di carico molto simile e può dare una figura a pieno quadro a 3 V.

Il probe ha una forma cilindrica con diametro esterno di 19 mm e lunghezza di 15 cm. Viene riscaldato in c.c. per evitare la captazione di rumori a circuito aperto.

Probe divisore 10 : 1

È un divisore passivo con una entrata di 8 pF in parallelo a 10 MΩ. Il conduttore interno del cavo coassiale di collegamento è costituito in filo resistivo in modo da attenuare le riflessioni. Si ottiene così una curva di risposta accettabile fino a 30 MHz.

13. - SPECIFICHE

Caratteristiche generali con:

13.1. - Unità a traccia unica tipo TM6455

Larghezza di banda
Transient: (overshoot minore dell'1%) da c.c. a 30 MHz.
Wideband: da c.c. a 38 MHz.
Tempo di salita
12 nsec per overshoot minore dell'1%.
Sensibilità
Dieci portate nella sequenza 1-2-5 da 50 mV/cm a 50 V/cm. Aumentata a 10 mV/cm fino a 20 MHz.
Impedenza di entrata
1 MΩ in parallelo con 30 pF.

13.2 - Unità a traccia doppia tipo M6456

Larghezza di banda
Transient: (overshoot minore dell'1%) da c.c. a 27 MHz.
Wideband: da c.c. a 35 MHz.
Tempo di salita
14 nsec per overshoot minore dell'1%.
Sensibilità
10 portate per ciascun canale nella sequenza 1-2-5 da 50 mV/cm a 50 V/cm.
Impedenza in entrata
1 MΩ con 27 pF in parallelo.
Inversione di polarità.
Possibile per ambedue i canali per facilitare il confronto di segnali sfasati di 180°.
Scelta del modo di rappresentazione
ALT = I canali *A* e *B* vengono rappresentati alternativamente con la frequenza della base dei tempi principale
A = Solo canale *A*.
A + *B* = Somma algebrica dei due canali.
B = Solo canale *B*.
CHOP = I canali vengono rappresentati alternativamente con una frequenza di commutazione di 500 kHz.

13.3 - Unità differenziale per TV tipo 6457

Larghezza di banda
Transient: (overshoot minore dell'1%) da c.c. a 20 MHz.

Modo	Sblocco interno Livello	Sblocco esterno Entrata	Imped. di entrata
EXT(B)	La base dei tempi principali sblocca come in AC	Parecchi V negativi per sbloccare la B.T. con ritardo	10 KΩ accoppiati in c.a.
TV	Blocco del quadro con qualsiasi forma d'onda TV, ammesso che l'ampiezza degli impulsi di sincr. superi la deflessione di 2 mm p.p.	Come per l'interno, leggere però 0,5 V al posto di 2 mm	1 MΩ e 25 pF in parallelo
C.C. C.A.	Sblocco da c.c. a 1 MHz con deflessione di 2 mm e fino a 5 MHz con deflessione di 10 mm.		
AUTO	Sblocco da 20 Hz a 1 MHz con deflessione di 2 mm e fino a 5 MHz con deflessione di 10 mm. Come in CA		
A.F.	Usato al di sopra di 2 MHz per sincronizzare la base dei tempi. Sincronizzazione fino a 25 MHz con deflessione 2 mm. e fino a 30 MHz con deflessione 10 mm.		1 KΩ accoppiato in c.a.

Wideband: da c.c. a 28 MHz.
Tempo di salita
18 nsec per overshoot minore dell'1%,
Sensibilità
Dieci portate per ciascun canale in sequenza 1-2-5 da 50 mV/cm a 50 V/cm. Aumentata a 5 mV/cm da 4Hz a 8MHz ed a 1 mV/cm da 4 Hz a 1 MHz.

13.4. - Amplificatore Y

Misure di ampiezza
Con potenziometro di scorrimento verticale tarato.
Precisione: ± 2% del valore di fine scala nelle posizioni × 10
Con lettura sul reticolo.
Precisione: ± 3%.
Ritardo del segnale
Si introduce un ritardo del segnale di 10 μsec per mezzo di una linea di ritardo a costanti concentrate. Permette l'osservazione dell'orlo di entrata della forma d'onda che aziona lo sblocco.
Livello del rumore
Minore di una ampiezza sullo schermo di 0,5 mm, con la sensibilità a 50 mV/cm.

13.5. - Amplificatore X

Larghezza di banda
2 Hz — 3 MHz.
Espansione
Da × 1 a × 5.
Sensibilità
3,5 V/cm con l'espansione × 1;
700 mV/cm con l'espansione × 5
Entrata esterna
Impedenza: 470 kΩ, accoppiato in c.a. con un condensatore da 0,25 μF

13.6. - Modulazione Z

Tensione in entrata: da 1 a 3 V p.p. secondo la frequenza.
Impedenza di entrata: 470 kΩ con 50 pF in parallelo.

13.7. - Generatore di spazzolamento

Sono disponibili due basi dei tempi:
Base dei tempi principale
Velocità di spazzolamento: ventiquattro portate di sequenza 1-2-5 da 2 sec/cm a 50 nsec/cm con la minima espansione X
Misura dei tempi: con potenziometro di scorrimento orizzontale tarato.
Precisione: ± 2% del valore di fondo scala con espansione × 10.
Con reticolo di taratura.
Precisione: ± 3%.
Base dei tempi con ritardo
Velocità di spazzolamento: sei portate in sequenza 1-10-100 da 100 msec/cm a 1 μsec/cm.
Misure di tempo. Con potenziometro elicoidale a 10 giri.
Precisione: ± 2% del valore di fondo scale, oppure ± 0,5 μsec.
Sistemi di sblocco (Trigger)
EXT (B), TV, CC, CA, AUTO, HF. Con sorgenti interne, esterne o rete, ricorrenti oppure una volta sola (vedi tavole più sotto).
Controllo del livello di sblocco: due diametri di schermo in « Internal » e ± 10 V in « External ».
Commutatore di funzione
È possibile scegliere qualsiasi delle seguenti funzioni:
« Normal »: I segnali sbloccano la base dei tempi principale che produce una deflessione X.
« Delay » (con ritardo): I segnali sbloccano la base dei tempi con ritardo che, dopo un ritardo regolabile, comanda la base dei tempi principale. La deflessione orizzontale viene data sia dalla base dei tempi principale che da quella con ritardo, la durata della principale viene indicata con dei trattini di traccia più luminosi.
« Gated » (comandata): Il segnale comanda la base dei tempi principale ma l'azione di sblocco è ritardata fino a che l'apertura non viene comandata dalla base dei tempi con ritardo e sospesa dopo uno spazzolamento della base dei tempi principale. La deflessione X avviene come nel caso del « Delay ».
« Multi-trig » (multi-sblocco): I segnali sbloccano la base dei tempi con ritardo che apre il blocco e sblocca la base dei tempi principale. I successivi spazzolamenti della base dei tempi principale vengono comandati dal segnale fino a che la base dei tempi con ritardo completa il suo spazzolamento e chiude il blocco. La deflessione X avviene come nel caso precedente.
« EXT » (esterna): La deflessione orizzontale viene fornita da un segnale esterno che viene amplificato dall'amplificatore X.

13.8. - Alimentazione

200-250 V oppure 100-130 V 50-60 Hz 600 W (con l'unità a doppia traccia).

13.9. - Dimensioni e pesi.

Aftezza 44,5 cm, larghezza 33 cm, proolndità 70 cm), peso 33 kg. *A*

Crescenti sviluppi dell'elaborazione elettronica nelle applicazioni industriali

Anche in Italia le applicazioni della tecnica della elaborazione elettronica si vanno sempre più estendendo. Si apprende che la ITALSIDER, di Genova, ha ordinato alla REMINGTON RAND un complesso per l'elaborazione elettronica dei dati Univac 490 Real-Time per il controllo e la programmazione della produzione nei propri stabilimenti siderurgici. Sarà questa la prima applicazione in Europa di un vero e proprio sistema « real-time ». L'installazione è prevista per l'autunno del 1963.

A sua volta il GRUPPO DELLA SOCIETÀ MERIDIONALE DI ELETTRICITÀ ha ordinato alla REMINGTON RAND due complessi per l'elaborazione elettronica dei dati Univac III. Gli elaboratori di questo tipo presentano la caratteristica della velocità di lettura dei nastri magnetici che raggiunge le 200.000 cifre al secondo.

In considerazione di tale sviluppo, la DIVISIONE UNIVAC della REMINGTON RAND ITALIA ha inaugurato a Genova un « Seminario » per la formazione di programmatori per elaboratori elettronici ed operatori meccanografici, organizzato sotto gli auspici del Centro ligure della produttività presso la Camera di commercio.

Nell'intenso programma del Seminario, che è tuttora in corso, rientrano interessanti lezioni tenute da tecnici della REMINGTON RAND ITALIA e da specialisti e funzionari di aziende utenti di elaboratori elettronici ed impianti meccanografici.

(*i.s.*)

Il 3° Simposio Internazionale di Televisione a Montreux

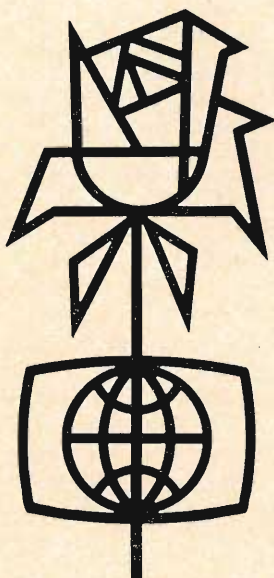
Alla sua terza edizione, il Simposio Internazionale di Televisione, svoltosi a Montreux dal 20 al 25 maggio, si è ormai decisamente affermato come valido ed autorevole convegno tecnico annuale fra tecnici professionisti ad alto livello.
Le numerose ed interessanti relazioni presentate e discusse alla presenza di oltre 300 tecnici di ogni parte del mondo, hanno vivamente animato questo convegno di eccezionale importanza.
Eccezionale importanza, sia per gli argomenti trattati, che per la personalità dei relatori.
Fra i principali temi discussi vanno posti in rilievo:
a) la transistorizzazione totale degli apparati per riprese TV dalla telecamera a tutta la catena amplificatrice a video-frequenza.
E questo, sia per le normali apparecchiature in «bianco-nero» che per quelle a « colori».
b) la TV a colori che ormai sta decisamente interessando il « broadcasting » europeo, che entro il corrente anno dovrà fare la scelta definitiva del sistema da adottare;
c) i radiotrasmettitori ed i ripetitori TV nelle bande UHF 4ª e 5ª;
d) le moderne attrezzature da ripresa, per studi TV;
e) i recenti sviluppi delle telecomunicazioni intercontinentali mediante satelliti terrestri;
f) le tendenze moderne nei ricevitori per TV.
Nel quadro della molteplicità degli argomenti sopraenunciati meritano di essere messe in evidenza due interessanti relazioni americane sulla TV a colori. Una di N. A. Grant Direttore della N.B.C., dal titolo: « 10 *anni di esperienza nell'esercizio delle trasmissioni TV a colori* » nella quale con l'appoggio di una nutrita raccolta di dati pratici e statistici vengono diffusamente illustrate le condizioni passate e presenti (con una previsione nel prossimo futuro) della TV a colori negli U.S.A.
Verso la fine del 1962 e nei primi mesi del 1963 la TV a colori ha avuto negli Stati Uniti un sensibile incremento. Vi sono oggi 148 stazioni ove vengono originati localmente programmi a colori, con una media di 48 ore settimanali: circa i 3/4 dei programmi serali della N.B.C. sono a colori.
La seconda relazione americana presentata da L. G. Borgeson, dirigente della R.C.A., dal titolo: « *Requisiti pratici dei ricevitori di TV a colori* », tratta, anch'essa con validi dati statistici, del comportamento in uso pratico dei televisori a colori (che assommano oggi negli U.S.A. ad oltre un milione), agli effetti dell'incidenza ed efficienza del Servizio Assistenza Tecnica presso gli utenti.
È interessante notare che gli interventi di assistenza tecnica per i televisori di recente costruzione (1962), sono in media di 3 all'anno, superiori del solo 4 ÷ 5% a quelli dei televisori in bianco nero.

* * *

Si deve considerare l'importanza delle due accennate relazioni americane nel momento attuale in cui l'Europa sta prendendo decisioni circa il proprio futuro assetto della TV a colori.
Come è noto sono ora in esame 2 sistemi molto simili agli effetti della compatibilità col « bianco-nero », il sistema americano N.T.S.C. ed il sistema francese SECAM.
Per la verità è stato proposto recentemente un terzo sistema elaborato dall'ing. Beuch nei Laboratori Telefunken, che si ispira ad entrambi i succitati sistemi senza averne alcuni inconvenienti e cioè la sensibilità agli sfasamenti della catena di trasmissione per il N.T.S.C. ed una tipica granulazione puntiforme dell'immagine in talune circostanze funzionali per il SECAM.
Una speciale commissione internazionale nominata dall'U.E.R. (Union Européenne de Radiodiffusion) sta attivamente interessandosi della questione: nel prossimo luglio sono previste a Londra delle trasmissioni comparative di prova coi vari sistemi.

* * *

Circa la tecnica dei moderni trasmettitori TV nelle bande 3ª, 4ª e 5ª sono state illustrate in due importanti relazioni le caratteristiche funzionali di due tipi di tubi elettronici oggi in netta competizione sul piano applicativo: il « Klystron » ed il « TWT » (travelling wave tube). Per la verità quest'ultimo tipo di tubo ad onde progressive sarebbe più indicato per frequenze più elevate (oltre i 2000 MHz), ma recenti sviluppi tecnologici sembra abbiano abbassato il campo d'applicazione sinanco ai 200 MHz.
Un'altro interessante argomento attinente ai trasmettitori TV riguarda l'utilizzazione di un'unica antenna a larga banda per due o tre trasmettitori in funzione contemporanea: ne sono stati relatori gli ingegneri Kuhnemund e Laub della Siemens.
Nei riguardi dei ripetitori TV nella banda UHF (4ª e 5ª) l'ing. Strössenreuther pure della Rohde e Scwarz ha illustrato in una relazione di eccezionale interesse, le tendenze moderne di questa speciale tecnica, accennando fra l'altro ai sistemi ad unica conversione diretta effettuata anche su stadi ad alta potenza.
È da rilevarsi che ad integrazione (se non proprio in concorrenza) del sistema di distribuzione capillare dei programmi TV, mediante ripetitori a conversione di frequenza di piccola potenza, sta guadagnando molto favore il sistema di distri-

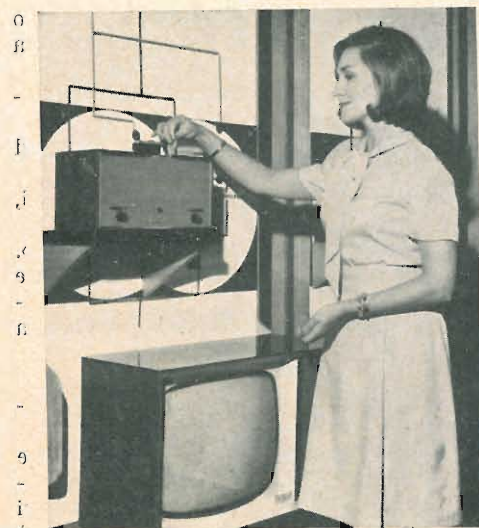
buzione diretta di ricezioni TV su reti in cavo coassiale: tale sistema sembra anzi decisamente preferibile per servire centri minori con un numero di televisori da 500 a 1000.
Ne è stato relatore, il Dott. Lance della CINTEL, trattando della PAY-TV (televisione a pagamento).
Sull'importante ed atteso tema delle trasmissioni intercontinentali mediante satelliti, hanno riferito l'ing. O'Neil della Bell System sui risultati dei TELSTAR I e II ed il Dott. Taylor del Ministero Poste inglese descrivendo minutamente il Centro ricevente e trasmettente del G.P.O. (General Post Office) di Goonhilly Down in Cornovaglia.
Sui satelliti stazionari ha poi riferito l'ing. Money della HUGHES AIRCRAFT, con una dotta relazione di estremo interesse.

Contemporaneamente al Simposio internazionale di TV ora accennato, si è svolta a Montreux una esposizione di apparati professionali per televisione, alla quale partecipavano una ventina di Ditte fra le più note in tale settore.
Ne ricorderò solo qualcuna per il particolare interesse degli apparati presentati: la AMPEX e la R.C.A. per i loro nuovi video-registratori magnetici; la PHILIPS VALVO per una serie di nuovi tubi elettronici per frequenze molto alte, inclusi i klystron di grande potenza; la COMP. FRANCAISE THOMSON-HOUSTON e la C.S.F. per le nuove apparecchiature da ripresa TV interamente transistorizzate; la SIEMENS e HALSKE per nuovi tubi elettronici; la VISMAL ELECRONICS CORP. per una serie di apparecchi speciali per programmazioni video; la THORN per un nuovo sistema razionale di grande efficienza per la distribuzione di programmi video in VHF su reti in cavo coassiale.
Il 3° Simposio Internazionale di TV di cui sopra è stato preceduto (26 aprile-4 maggio) dal 3° Festival Internazionale dei programmi TV di varietà il cui premio, la *Rosa d'Oro di Montreux* è stato quest'anno assegnato alla Columbia Broadcasting System di New York.

A. Banfi

X Congresso scientifico internazionale per l'elettronica

Il Congresso Internazionale per l'Elettronica, che si svolge quest'anno dal 24 al 29 giugno p. v., coincide con il decimo annuale della Rassegna Elettronica e Nucleare, manifestazione che si è venuta sempre più affermando in Europa come la più completa sintesi annuale dell'evoluzione degli studi e del progresso delle realizzazioni industriali in tali campi.
Esso riveste particolare importanza sia per la viva attualità del programma, accuratamente elaborato dal Comitato Scientifico, sia per la partecipazione già assicurata di eminenti personalità e studiosi.
Il programma è articolato nelle seguenti cinque sessioni o temi:
1. « Confronto nell'attuale situazione della ricerca e della produzione tra i tubi elettronici ed i corrispondenti componenti allo stato solido della materia ».
Questo tema intende essere una messa a punto dell'attuale evoluzione dei componenti elettronici e si suddivide in cinque punti:
1) *Generazione di oscillazioni* (sia nel senso dell'estensione verso le frequenze estremamente alte, come nel Laser, sia dell'uso dei sistemi di moltiplicazione di frequenza mediante dispositivi a stato solido, sia di tubi elettronici per potenze molto elevate).
2) *Amplificazione* (nel senso della risoluzione di particolari problemi o di basso rumore, come nel Maser, o di alta potenza a frequenze elevate, o di larga banda a frequenze più basse, come nel cavo a 12 MHz).
3) *Commutazione* (progressi dei dispositivi elettronici come commutatori con riguardo ai tipi a stato solido per comunicazione rapida e ai criotron).
4) *Rettificazione* (uso di dispositivi a silicio nelle più svariate applicazioni, come ad esempio nel campo automobilistico).
5) *Memorie* (con particolare riguardo alle memorie a grande capacità pellicolari, etc.).
II - « Automazione: Il controllo di processi mediante calcolatrici elettroniche ».
Questo tema è ristretto all'esame dei problemi relativi al controllo, mediante calcolatrici numeriche od analogiche, di tutti i processi di produzione di tipo industriali quali, ad esempio, i processi chimici, i processi di produzione d'energia elettrica, quelli meccanici, etc.
III - « Convegno di Elettronica Medicale ».
IV - « Cibernetica: Studio del comportamento di reti di neuroni mediante simulazione analogica elettronica ».
L'analisi degli allacciamenti e degli influenzamenti reciproci delle cellule nervose nelle cosiddette reti neuroniche dei cervelli animali, oltre ad essere di fondamentale importanza per la biologia e per la psicologia, pone degli interessanti e nuovi problemi di analisi matematica. La costruzione di modelli analogici elettronici è un metodo seguito in vari laboratori per lo studio di questi problemi. Questi modelli sono forse i precursori di una nuova generazione di calcolatrici elettroniche.
V - « Questioni elettroniche di attualità ».
In questa ultima sessione sono accolti tutti quei lavori di carattere più generale che, tuttavia, a giudizio della Commissione, presentino caratteristiche di attualità scientifica.

(r.i.e.)

La AMPLIVOX EXPORT LTD - Inghilterra ha realizzato un minuscolo microfono a comando manuale denominato « Mini-Mike » che può venire sistemato sul risvolto di una giacca sia come microfono che come altoparlante.
Benchè di piccole dimensioni il « Mini-Mike » contiene una capsula elettromagnetica di alta sensibilità: 1 volt/dyne/cm² a 1000 Hz.
Le caratteristiche dell'interruttore con o senza blocco e comandabile con la semplice pressione di un dito, rendono questo microfono adatto all'uso sia con i nuovi radio-trasmettitori e ricevitori portatili, che come accessorio di registratori a nastro miniatura e dittafoni.
Esso può venire usato anche per comunicazioni a mezzo di megafoni elettronici e in sale di conferenza.
La AMPLIVOX EXPORT LTD. è rappresentata in Italia dalla SOCIETÀ BAY & C. S.P.A. - Via Fabio Filzi, 24 - Milano.

« CHOICEVIEW » (programma a scelta): ecco un nuovo sistema per una più larga scelta di programmi televisivi, presentato alla recente mostra nazionale della Radio che si è tenuta recentemente a Londra. Introducendo una moneta nell'apparecchio, in aggiunta al video, si potrà ottenere un programma supplettivo.

Le prime conclusioni scientifiche dedotte dai dati trasmessi dalla sonda interplanetaria « Mariner II »

L'Ente Nazionale Aeronautico e Spaziale (NASA) ha illustrato (26 febbraio 1963) in una speciale conferenza stampa, i primi risultati scientifici ottenuti attraverso l'elaborazione dei dati trasmessi dal « Mariner II », la sonda interplanetaria lanciata il 27 agosto 1962 che, dopo 109 giorni, il 14 dicembre è passata ad una distanza di 32.000 km circa da Venere. Il « Mariner II » aveva fino allora percorso oltre 288 milioni di chilometri e distava 57.935.000 km in linea retta dalla Terra. Gli scienziati hanno impiegato più di due mesi nello studio dei dati raccolti dai due radiometri che hanno effettuato le misurazioni della temperatura alla superficie del pianeta e cercato di scoprire l'eventuale presenza di acqua. Temperature moderate e tracce di vapore acqueo avrebbero infatti costituito indizi probanti dell'esistenza di vita sul pianeta. Le temperature registrate sulla superficie di Venere sono invece dell'ordine di 422° centigradi e non esistono tracce di acqua.
I dati forniti dalla sonda spaziale, integrati dagli studi effettuati a terra a mezzo di telescopi e di radar, forniscono quindi questa immagine di Venere: un pianeta dalla temperatura intollerabile, coperto di sabbia, cosparso di laghi formati da materia fusa, perpetuamente oscurato da uno spesso strato di nuvole, senza campi magnetici, con una rotazione quasi impercettibile intorno al suo asse.

Alla conferenza hanno partecipato tra gli altri il Dott. Homer Newell, Direttore dell'Ufficio scienze spaziali della NASA, il Dott. Lewis Kaplan e il Dott. Conway Snyder del Laboratorio propulsione a razzo della California, che ha costruito il « Mariner ».

Il Dott. Newel, dopo aver affermato che « a temperature così alte non è possibile alcuna forma di vita, almeno del tipo noto », ha aggiunto che « un ordine inferiore di vita, secondo i biologi, forse esiste nell'atmosfera più elevata ».

Il Dott. Kaplan ha riferito che la spessa coltre di nubi situata nella parte superiore dell'atmosfera di Venere ha una temperatura di 15° sotto zero. Questo strato di nubi ha inizio a 72 km al di sopra di Venere e si estende per circa 96 km. Lo strato è molto spesso, costante ed è probabilmente formato da uno « smog » di idrocarburi condensati. Il « Mariner » non ha riscontrato in questa coltre la presenza di acqua o di biossido di carbonio. Studi svolti a terra hanno dimostrato che le nubi sono composte di azoto e biossido di carbonio.

Il Dott. Snyder ha a sua volta illustrato il problema dei « venti solari » e come il « Mariner » abbia accertato che questi venti provenienti costantemente dal Sole sono formati da particelle elettrizzate con una temperatura di oltre mezzo milione di gradi centigradi che si spostano ad una velocità dai 320 agli 800 km al secondo. Egli ha precisato che « vi sono da 1 a 2 particelle per centimetro cubo » nello spazio interplanetario.

Il « Mariner II », come è noto, esaurita la sua missione esplorativa, è entrato in un'orbita permanente intorno al Sole. Le stazioni a terra hanno preso il contatto con la sonda interplanetaria il 4 gennaio, quando essa aveva già oltrepassato Venere ed era ad una distanza di 86.880.000 km dalla Terra.

Durante i 42 minuti del suo storico volo a distanza ravvicinata da Venere, la sonda ha potuto anche, attraverso i 65 milioni di dati forniti dai sei strumenti destinati a raccogliere informazioni (i due radiometri ad infrarossi ed a microonde, un magnetometro, una camera a ioni, un rivelatore di pulviscolo cosmico e uno spettrometro per plasma solare):

— riscontrare l'assenza intorno a Venere di campi magnetici o di fasce di radiazioni simili a quelle di Van Allen che circondano la Terra. Le fasce di Van Allen sono contenute nello spazio tra linee di forza magnetica che partono come giganteschi fiocchi dai due poli della Terra;

— fornire i dati più precisi finora disponibili sulla massa o peso di Venere. Questa massa è 0,81485 volte quella della Terra. Il campo gravitazionale di Venere ha costretto il « Mariner » a curvare la sua rotta, mentre passava nelle vicinanze del pianeta. Questa curvatura, misurata da apparecchi radio di rilevamento, ha permesso di calcolare la massa di Venere;

— constatare che Venere ruota molto lentamente e che il periodo di rotazione dura forse 250 giorni. L'anno del pianeta è di 225 giorni terrestri. Il ritmo di rotazione risponde alla teoria che i corpi a rotazione lenta hanno campi magnetici deboli o non ne hanno affatto. Esso corrisponde anche agli ultimi recenti studi compiuti con radar i quali dimostrano che Venere ruota sul suo asse molto lentamente e, a differenza della Terra, nella direzione contraria a quella delle lancette di un orologio; ed espone al Sole sempre lo stesso lato.
Durante il suo lungo volo il « Mariner II » ha inoltre:

— accertato che il Sole esplode costantemente sprigionando un ininterrotto flusso di nubi ionizzate. Questa « normale » attività del Sole diviene molto più violenta durante i periodi delle gigantesche tempeste e delle macchie solari;

— constatato che il pulviscolo cosmico, formato dai detriti di comete ed asteroidi disintegratisi, è 10.000 volte più spesso nelle vicinanze della Terra che nello spazio;

— accertato la presenza continua di deboli campi magnetici nello spazio interplanetario; di questi campi alcuni si spostano descrivendo un angolo retto rispetto agli altri;

— constatato che nelle regioni spaziali vicine alla Terra vi sono particelle solari in misura infinitamente superiore (miliardi di volte) a quella dei raggi cosmici.

La NASA ha annunciato che la prossima sonda spaziale in direzione di Venere non sarà lanciata fino al novembre 1965, data in cui saranno pronti razzi più potenti atti a portare nello spazio una sonda molto più pesante. Questa sonda, del peso di 544 kg recherà a bordo un numero maggiore di strumenti e forse anche una camera televisiva. Può anche darsi che essa rechi in superficie una piccola capsula destinata a distaccarsi e ad atterrare su Venere per esplorarne la superficie. La prossima sonda planetaria diretta verso Marte sarà lanciata dagli Stati Uniti nel 1964. Si cercherà con essa di prendere fotografie del pianeta e di accertare se su di esso esistano possibilità o tracce di vita.

(*i.s.*)

Poche novità sui calcolatori prodotti nell'Europa Orientale

I paesi dell'Europa Orientale stanno facendo notevoli sforzi per intensificare la propria produzione nel campo delle macchine per ufficio e dei calcolatori per aplicazioni commerciali, tecniche e scientifiche. Mentre la produzione di macchine per ufficio, della Germania Est, dalle calcolatrici più semplici alle fatturatrici più complesse, è già notevolmente affermata sui mercati mondiali, grazie ad una tradizione che risale a parecchi decenni addietro, per i calcolatori lo sforzo in atto non riguarda tanto la conquista di un mercato, quanto la necessità di non restare indietro, in un settore di strumenti di lavoro così efficienti, rispetto alla produzione occidentale.

La Hewlett Packard ha posto sul mercato europeo un nuovo convertitore di frequenza, capace di fornire fino a 260 V a frequenza da 40 a 2.200 Hz. Si tratta in sostanza di un generatore RC seguito da un amplificatore di potenza a bassa distorsione. La precisione di frequenza è dell'1% e la stabilità dell'1%. La distorsione armonica è inferiore all'1,5% per carico resistivo e inferiore al 5% per carichi reattivi con cos μ fino a 0,7. La tensione d'uscita è regolabile tra 0 e 130 V a 2 A e tra 0 e 260 V a 1 A massimi. Una regolazione riportata sul pannello frontale consente di adattare l'impedenza di uscita a quella del carico in modo da non avere variazioni di tensione d'uscita passando dalle condizioni di carico a quelle di circuito aperto. È il convertitore di frequenza modello 4301 A.

Non risulta, infatti, che calcolatrici « orientali » vengano offerte nei paesi esterni all'area comunista, se non in qualche nazione sottosviluppata; numerosi gruppi di ricerca, che hanno sede ad esempio presso l'Accademia delle Scienze di Mosca, presso l'Università di Varsavia e presso grandi industrie elettrotecniche a Dresda e a Lipsia, stanno invece perfezionando dei tipi di calcolatori le cui caratteristiche non vengono di norma rese note nei dettagli ma che, dalle generiche enunciazioni fornite, non appaiono di capacità paragonabile ai più evoluti modelli occidentali. Nell'URSS ci si era anche orientati, per un certo tempo, verso la realizzazione di calcolatori pneumatici, che traducessero cioè in un sistema di differenti pressioni opportunamente registrate quei dati di « input » che normalmente vengono invece elaborati con sistemi elettrici; si ignora se tali tentativi abbiano avuto esito felice, ed in che limiti essi possano comunque essere suscettibili di ampliamenti e di perfezionamenti.

Resta il fatto che di grandi calcolatori non si parla e che, contrariamente a quanto si verifica in numerosi altri settori produttivi, non si accenna nemmeno ad un sistematico coordinamento dell'attività dei vari istituti operanti in questo campo. In linea generale, si può affermare che la soluzione di problemi molto complessi sia affidata a parecchie macchine di piccola o media capacità, con evidenti perdite di tempo e con supplementari difficoltà di programmazione, piuttosto che a grandi calcolatori.

Non sembra nemmeno avvertita la necessità, che si manifesta sempre più acutamente in occidente, di ottenere dispositivi di elaborazione e di immagazzinamento delle informazioni di dimensioni sempre più ridotte.

Anche circa il regime commerciale di utilizzo delle macchine prodotto, se esse cioè siano date a noleggio o in vendita agli utenti, praticamente nulla è dato sapere; i progettisti comunque si mostrano bene informati sulla più recente letteratura occidentale sull'argomento, senza mettere a disposizione della propria nulla che non sia descrittivo dei principi generali del funzionamento delle macchine, piuttosto che delle macchine effettivamente realizzate ed in esercizio. Appare piuttosto diffuso il sistema, come del resto nei Paesi occidentali, di affidare alle organizzazioni produttrici degli elaboratori elettronici degli specifici problemi da risolvere, e ciò sia che si tratti di lavori di routine, come quelli che compiono i nostri centri di « service », sia di studi occasionali. Il problema dell'equilibrio economico delle organizzazioni che producono tali macchine in pratica non si pone, perchè queste sono considerate tutte come delle attrezzature per la ricerca pura; il trasferimento di queste esperienze in produzioni di grande serie, che permettano di ottenere reali vantaggi economici a tutta l'organizzazione produttiva, è considerata prematura. Solo occasionalmente sono condotte valutazioni sulla convenienza economica dell'utilizzo di calcolatori elettronici in luogo dei tradizionali elaboratori di dati, e ciò avviene soltanto per i casi più semplici, i quali, oltretutto, sono molto meno numerosi che in Occidente, perchè non risultano applicati se non in casi eccezionali alle giacenze, agli inventari, alle paghe, agli abbonamenti, alla contabilità bancaria e dei trasporti, a tutti quei computi insomma di notevole semplicità esecutiva ma che risultano dall'elaborazione di quantità molto elevate di dati in entrata.

(*v.o.*)

Sergio Moroni

Sistemi a transistori per circuiti di accensione dei motori a scoppio

LA SICUREZZA di marcia di un motore per automobile dipende in massima parte dalla perfetta efficienza del sistema elettrico di accensione, come ben sanno i lettori costretti dagli « starnuti » della loro macchina a complicate operazioni di pulitura delle candele e delle puntine dello spinterogeno o ad una costosa sosta dall'elettrauto. Forse tra non molto gli inconvenienti dell'accensione difettosa saranno eliminati e l'efficienza complessiva dei motori aumenterà, se i sistemi elettronici d'accensione si diffonderanno presso i costruttori ed i riparatori. Forse però aumenteranno le pretese dei meccanici che cominceranno a mettere sulle loro insegne anche la prestigiosa parola: elettronica!

Noi ora vogliamo gettare uno sguardo nel futuro del motore a scoppio e tentare un primo sommario dei pregi e dei difetti dei sistemi elettronici limitandoci a prendere in considerazione solamente quei circuiti che si valgono di semiconduttori per la realizzazione del processo di generazione e distribuzione dell'impulso d'accensione alle candele. E ciò per due ragioni fondamentali: solamente i semiconduttori assicurano un margine di sicurezza tale da non influire sui lunghissimi tempi di utilizzazione di un motore, ed in secondo luogo, le dimensioni e la struttura dei circuiti sono tali da non pregiudicare le limitazioni di spazio anche in vetture di piccole dimensioni. Ciò precisiamo in quanto proprio durante quest'anno una Società americana ha presentato un sistema elettronico ibrido a transistor e tubi a gas, che pur essendo di ottime caratteristiche funzionali ha il gravissimo difetto, a nostro avviso, di avere dimensioni ragguardevoli ed usando dei tubi elettronici in vetro, di essere veramente poco sicuro in un ambiente soggetto a sollecitazioni meccaniche ragguardevoli, quale può essere il cofano di un'autovettura.

In linea di massima i sistemi elettronici si possono dividere in due categorie: la prima in cui comprendiamo quelli che mantengono i componenti standard dell'accensione: spinterogeno e distributore, la seconda di quelli che hanno completamente eliminato queste parti convenzionali e si affidano ad altri principi per realizzare tali funzioni. In mezzo stanno i sistemi che utilizzano una sola delle due parti meccaniche e forse in questi sta la soluzione più efficiente e più economica.

Una particolare soluzione del problema si è avuta con l'adozione, in uno col circuito elettronico, di un tipo di candele in cui la zona spinterometrica è realizzata con un solido di caratteristiche non lineari in funzione della tensione applicata, in modo da creare una scarica di notevole intensità, praticamente insensibile alle condizioni ambiente. Così si eliminano gli inconvenienti dovuti alle incrostazioni ed alle eventuali perdite d'olio.

Questo argomento però non riguarda direttamente la nostra esposizione e

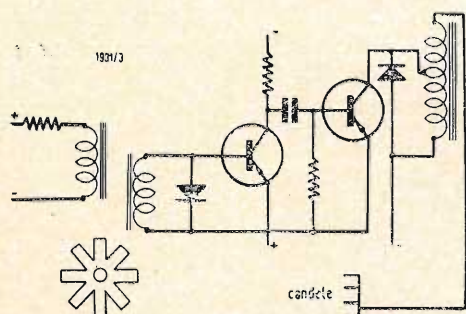



Fig. 1 - Circuito elettrico di un sistema di accensione senza contatti striscianti.

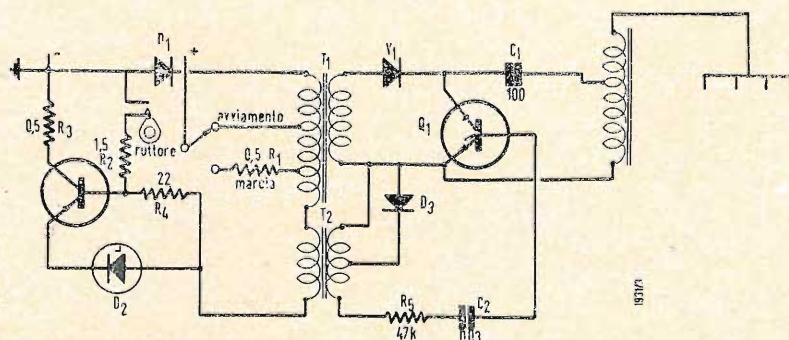



Fig. 2 - Sistema di accensione con componenti convenzionali e circuiti elettronici ausiliari.

perciò ci basta averne accennato a titolo informativo: supporremo infatti che gli utilizzatori della scarica creata dal sistema di accensione siano le normali candele con i loro vantaggi ed inconvenienti.
Le limitazioni d'efficienza dei convenzionali sistemi d'accensione sono più evidenti agli alti numeri di giri del motore, sopratutto per effetto di alimentazione insufficiente o perdita di ritmo a causa di fenomeni di ionizzazione o alte velocità di turbolenza dei gas nella testa del cilindro. A questi regimi il consumo di carburante aumenta sopratutto per perdite di imperfetta combustione dovuta a ritardi della scarica nella candela o a treni di oscillazioni per i rimbalzi delle puntine dello spinterogeno.
Particolare non trascurabile è l'andamento irregolare dei flussi magnetizzanti nella bobina, che oltre a rendere inutilizzabile il transitorio prodotto in uscita come scintilla, abbrevia notevolmente la vita dei componenti sottoposti a dissipazioni superiori a quelle di regime. Infatti per l'utilizzazione migliore dell'energia, accumulata per magnetizzazione, è necessario che i fronti d'onda di scarica siano i più ripidi possibili, che la durata dell'impulso sia costante e che la coda inversa sia la più ridotta possibile. Dal punto di vista meccanico occorre poi che l'istante di scarica sia in una fase opportuna con la rotazione dell'albero motore (cioè quello che si chiama « anticipo » abbia una ben precisa legge senza discontinuità).
I vantaggi dei sistemi elettronici di accensione sono notevoli, sopratutto con l'adozione dei semiconduttori ed ora cercheremo di illustrarli dettagliatamente basandoci sui risultati di esperienze eseguite negli U.S.A.
Al primo posto, se il sistema conserva lo spinterogeno normale, occorre notare l'allungamento della vita delle puntine platinate del ruttore, in quanto le correnti da interrompere sono di minima intensità (ordine dei milliampere) e perciò la scarica non ha la potenza elevata del sistema convenzionale, che provoca la corrosione della superficie di contatto. Abbiamo poi già accennato alla possibilità di eliminare il ruttore nella sua struttura attuale, per sostituirlo con un sistema di sincronismo, che può essere del tipo capacitivo od induttivo. Questo sincronismo, da ricavare dall'albero motore, serve a provocare la chiusura del circuito primario della bobina e la scarica di alta tensione, che il distributore provvede a indirizzare alla candela. In questo caso non si hanno usure meccaniche, in quanto l'elemento rotante non tocca la parte fissa, e perciò la durata dei componenti è praticamente senza limiti.
Il circuito elettronico in sè ha le caratteristiche di affidatezza e sicurezza che ormai sono garantite da estesissime esperienze di impiego in tutte le condizioni, anche le più avverse, tenuto conto che sollecitazioni al di là dei limiti normali (sopratutto di temperatura per i semiconduttori) possono essere compensate con l'uso di materiali opportuni (ad es. il silicio come componente del semiconduttore ed i metalli depositati elettronicamente per le resistenze e le connessioni, su basi ceramiche).
Dal punto di vista funzionale i circuiti impiegati, del tipo a commutazione rapida, assicurano la costanza della forma d'onda generata a qualsiasi frequenza di ripetizione degli impulsi e perciò, una volta che la bobina elevatrice di tensione sia opportunamente calcolata, ne garantiscono il funzionamento nelle condizioni di massima sicurezza, in quanto le correnti parassite sono annullate e l'intensità della scarica è costante, con il risultato di ridurre le dissipazioni nocive.
Come abbiamo detto il fronte d'onda della scarica è ripidissimo (tempi di salita dell'ordine del microsecondo) e perciò l'energia fornita alla candela è elevatissima ed annulla qualsiasi problema di incrostazioni, in quanto si ha la scintilla anche se le due punte sono completamente coperte di ossidi e carbone. A questo vantaggio si lega strettamente un inconveniente e cioè quello di garantire il massimo isolamento delle connessioni e della candela, per evitare dispersioni. Tuttavia bisogna notare che anche la perdita di isolamento non influisce sulla emissione della scintilla, che viene eccitata sempre dal transitorio d'attacco, che rimane praticamente inalterato.
Esaminiamo ora alcune cifre relative a prove eseguite su motori equipaggiati con sistemi convenzionali ed elettronici, considerando come costante la potenza fornita al freno, nelle varie voci che interessano sia il costruttore che l'utente.
Considerando il tempo di accelerazione da zero a 100 km/h, il sistema elettronico, su un motore con tutte le candele in buone condizioni, assicura un miglioramento del 3%, mentre se vi sono due candele difettose, poichè il tempo di regime rimane uguale, il miglioramento è del 37%.
La tensione fornita alle candele si mantiene praticamente costante tra 500 e 5000 giri/min e superiore del 50% a quella del sistema convenzionale.
Il consumo specifico di carburante è inferiore del 25% a quello del sistema convenzionale, con acceleratore a metà corsa, mentre si riduce del 5% con acceleratore a fondo.
I residui di carburante nello scarico si riducono fino ad un massimo del 25% ai medi regimi, mentre tendono ad essere uguali a quelli rilevati con i sistemi convenzionali, per numero di giri elevato.
A conferma delle possibilità di recupero del sistema elettronico, nelle esperienze si sono impiegate candele difettose nella proporzione, al collaudo prima dell'uso, del 25%. Il sistema convenzionale ha accusato il 15% di difetti d'accensione, mentre il sistema elettronico non ha avuto alcun difetto.
Il bilancio perciò sarebbe estremamente favorevole: gli inconvenienti risiedono sopratutto nel costo e nella complessità del circuito.
Vediamo ora il sistema di accensione in cui si è eliminato lo spinterogeno sostituito da un sistema rotante senza contatto meccanico, basato sulla generazione di impulsi in un circuito magnetico.
Sull'albero del distributore viene montata una camma ad otto espansioni polari (vedi fig. 1) di ferro dolce, che ruota di fronte ad una bobina con nucleo magnetico. Il circuito magnetico si chiude attraverso il traferro su un altra bobina che funge da elettromagnete, essendo percorsa dalla corrente fornita dalla batteria. Il circuito elettronico è costituito da un amplificatore di impulsi con transistor di potenza, che genera un intensa corrente alla saturazione, attraverso il primario della bobina d'accensione. Il complesso perciò oltre ad eliminare i contatti del ruttore fa a meno anche del condensatore, che spesso è causa di inconvenienti.
Il sistema si presta ottimamente alla alimentazione di motori surcompressi che usano additivi speciali al carburante e sopratutto dimostra la sua efficienza a regimi di rotazione superiore ai 7000 giri/min., poichè il transitorio di innesco della conduzione del transistor, generato dalla rapidissima variazione della magnetizzazione nel circuito pilota, ha fronti d'onda via via più ripidi, accuratamente riprodotti nella tensione d'uscita dalla bobina.
Un inconveniente abbastanza notevole in questa soluzione risiede nella progettazione e nella costruzione della bobina, la cui induttanza di dispersione deve essere ridottissima, come pure la resistenza ohmica dell'avvolgimento. L'uso di particolari materiali magnetici e la possibilità di avvolgimenti plurifilari riducono la difficoltà ad un solo problema di costo.
Considerando però il fatto che nessuna manutenzione è necessaria durante tutta la vita del motore, si può considerare pur sempre economico un sistema basato su questo principio. Una applicazione pratica è stata già fatta dalla Motorola Inc. su vetture del mercato americano, con motori di grossa cilindrata, ma si ritiene possibile un impiego anche sulle più ridotte vetture europee.
Esaminando in dettaglio il circuito della fig. 1, notiamo che ai capi della bobina di induzione è collegato un diodo per tagliare le code degli impulsi generati quando una espansione polare si trova di fronte alla bobina. Ciò, oltre a migliorare la risposta del transistor, lo protegge da pericolose polarizzazioni tra base ed emettitore.
Il transistor di potenza è normalmente bloccato da una debole tensione posi-

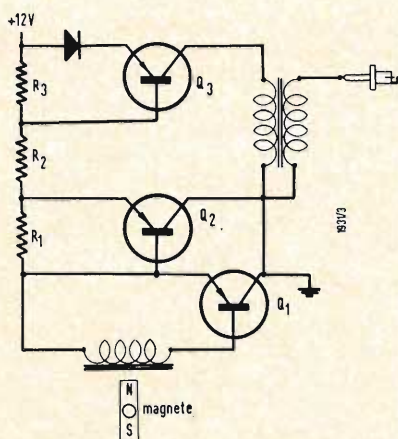



Fig. 3 - Circuito elettrico di un sistema di accensione nel quale sono eliminate completamente le parti meccaniche, compreso il distributore.

tiva sulla base, che va accuratamente calcolata per le condizioni « worst case » dato che si è in presenza di sollecitazioni termiche notevoli. L'impulso trasmesso dal circuito pilota porta il transistor alla saturazione e la corrente di collettore percorre il primario della bobina d'accensione. Quando il transistor ritorna nelle condizioni iniziali l'energia immagazzinata nella magnetizzazione del nucleo provoca una brusca salita della tensione, che, opportunamente elevata dal secondario (il collegamento è in serie ad autotrasformatore) serve all'innesco delle candele, selezionate dal distributore meccanico.
Il diodo collegato in parallelo al primario della bobina serve alla protezione del transistor, annullando i picchi di tensione provocati dalla commutazione.
Il transistor impiegato deve avere un elevato h_{FE} ed una limitata tensione di saturazione con una corrente dell'ordine dei 25 A.
La dissipazione media è relativamente bassa ma, per ragioni di sicurezza, dato che il complesso lavora in ambiente a temperatura elevata, occorre provvedere al raffreddamento del transistor per mezzo di una piastra alettata opportunamente dimensionata.
Il rapporto di trasmissione tra la camma e l'albero motore è, evidentemente, per un motore a quattro cilindri di 1/2, mentre normalmente si ha un rapporto 1/1. Per non modificare tale rapporto occorrerebbe utilizzare una camma a quattro espansioni, ma il flusso magnetico diminuisce notevolmente, dato il maggior cammino medio, e finora non si ha notizia di modifiche in tal senso.
Una soluzione consiste nel realizzare la demoltiplicazione per due per mezzo di un circuito bistabile (flip-flop), pilotato dagli impulsi di sincronismo. La soluzione ha anche il vantaggio di assicurare una miglior formazione dell'impulso di pilotaggio. L'aumento dei componenti non ha rilevanza dal punto di vista economico quanto da quello della sicurezza poichè in tal modo aumentano gli elementi soggetti a possibili guasti.
Passiamo ora ad un sistema che conserva i componenti convenzionali, ma in cui l'uso dell'elettronica facilita il funzionamento del motore ed assicura una maggior durata ai pezzi soggetti all'usura meccanica.
Nella fig. 2 è riportato lo schema di questo circuito, il cui funzionamento è il seguente: le puntine del ruttore vengono in contatto per la prima volta quando si chiude il contatto di avviamento. La presa sul trasformatore T_1 fa si che la tensione disponibile sia sufficiente al funzionamento anche se la batteria è parzialmente scarica, cosa di grande utilità nel periodo invernale quando per effetto delle basse temperature la capacità della batteria diminuisce e si ha una minor tensione disponibile sotto carico, nel momento della messa in moto. La prima chiusura del ruttore non provoca nessuna scintilla in quanto non si è ancora caricato il condensatore C_1: il transistor ad opera della corrente che fluisce attraverso la resistenza R_2 diventa conduttore e fa circolare la corrente di carica attraverso il trasformatore facendo crescere il flusso magnetico. È opportuno progettare il trasformatore in modo che la corrente di collettore non provochi la saturazione del nucleo ed il flusso disperso sia minimo e perciò un toroide è la soluzione migliore.
Quando le puntine si riaprono il transistor si blocca, la corrente cade a zero ed il flusso magnetico decresce rapidamente, provocando la salita della tensione al secondario. Attraverso il diodo raddrizzatore la tensione viene immagazzinata nel condensatore C_1. Quando il ciclo si ripete la seconda volta, il picco di tensione, che si sviluppa anche al secondario del trasformatore di innesco T_2 (del tipo a rapida saturazione, con nucleo in materiale ad alta permeabilità) provoca la conduzione del diodo controllato Q_1, che permette la chiusura del circuito del condensatore attraverso il primario della bobina d'accensione. La tensione immagazzinata è dell'ordine dei 300 V e perciò il rapporto spire con il secondario non è tanto elevato, permettendo di avere un'impedenza di sorgente, vista dalle candele, relativamente bassa così che i tempi di scarica sono ridotti. La brusca caduta della tensione permette la nuova carica del condensatore, poichè il diodo controllato è ormai nuovamente bloccato ed il ciclo è avviato regolarmente.
I sistemi di protezione sono affidati a diodi: quello al primario del trasformatore principale ha lo scopo di bloccare i transitori di demagnetizzazione che potrebbero danneggiare il transistor, mentre il D_3 evita il funzionamento del diodo controllato durante il ciclo di carica del condensatore, mentre lo zener D_2 assicura la stabilità della polarizzazione d'emettitore del transistor al variare della temperatura.
Il tempo di salita dell'impulso ai capi della candela si aggira sui 5 microsecondi, in confronto ai 70 μs circa dei sistemi convenzionali e potrebbe venire ancora ridotto se la tensione di carica del condensatore potesse essere portata a 2-3 mila V: attualmente però non esistono diodi controllati capaci di sopportare una tensione così elevata. La diminuzione del rapporto spire nella bobina diminuirebbe l'impedenza di sorgente, assicurando tempi di salita intorno al microsecondo.
La corrente interrotta dalle puntine è ridotta a valori talmente bassi che non ha più influenza sull'usura del materiale e nello stesso tempo, la impossibilità di archi distruttivi permette l'avvicinamento delle puntine evitando i rimbalzi.
Il complesso è piuttosto costoso e perciò adatto solo per vetture di classe, in cui interessa sopratutto il rendimento: il diodo controllato, il trasformatore

toroidale, quello di innesco hanno prezzi alti, mentre pure la complessità del circuito contribuisce ad aumentare le spese. Dal punto di vista della sicurezza è quanto di meglio si possa avere al momento attuale, poichè le dissipazioni degli elementi sono tali da garantire la vita dell'apparato per un periodo lunghissimo.
Un ultimo tipo di sistema d'accensione presenta un certo interesse: si tratta di un complesso che ha eliminato completamente le parti meccaniche compreso il distributore.
Esso è destinato a grossi motori industriali, provvisti di compressore a gas di scarico ed il suo elevato costo si giustifica solo in queste realizzazioni in riferimento alla sicurezza di funzionamento ed alle elevate prestazioni.
Il circuito base per un cilindro è quello della fig. 3 ed il funzionamento è il seguente: quando il magnetino rotante passa di fronte alla bobina si producono in essa piccoli impulsi positivi e negativi come si è già visto nel primo dei circuiti illustrati. Il transistor Q_1 è bloccato durante il semiperiodo in cui la base è positiva rispetto all'emettitore e diventa conduttore quando essa è negativa. Data la conduzione di Q_1 la corrente attraverso le resistenze in serie genera una polarizzazione che rende conduttori Q_2 e Q_3, per cui si ha corrente nel primario del trasformatore. L'inversione della corrente nella bobina blocca tutti i transistor e l'interruzione di corrente nel primario del trasformatore provoca la generazione della tensione d'accensione nel secondario. La rapidità della commutazione nei transistor assicura un esatto innesco della candela interessata.
Il circuito si ripete per ogni candela, restando comune solo il sistema di comando in modo da garantire le relazioni di fase tra le accensioni.
La parte caratteristica del circuito è costituita dal trasformatore che è realizzato con 14 sezioni di avvolgimento a ciambella, che garantiscono una induttanza di circa 200 μH ed una bassissima capacità distribuita.
Nei trasformatori convenzionali la scarica nella candela provoca un picco di tensione al primario di parecchie centinaia di volt dato il rapporto spire ridotto, mentre in questo caso l'elevato rapporto spire (circa 1 : 900) previene incidenti ai transistor, pur evitando l'allungarsi dell'impulso a causa della elevata induttanza dell'avvolgimento.
Naturalmente questa realizzazione è molto costosa, ma i vantaggi nel caso di impiego industriale compensano ampiamente tale lato negativo. *A*

Trasmesse con un laser immagini televisive

Gli scienziati della North American Aviation Company hanno realizzato un interessante apparecchio che ha permesso di trasmettere, per la prima volta immagini televisive a mezzo di un laser. Una dimostrazione sperimentale è stata effettuata dai tecnici della Divisione Spazio e Sistemi di Informazione, il 13 marzo, con un modello da laboratorio.
In esso viene utilizzato un laser di gas elio-neon per produrre un sottile raggio luminoso molto intenso che serve appunto alla trasmissione dei segnali televisivi. Un secondo dispositivo « modula » questi segnali in modo che il raggio possa essere adoperato come mezzo di trasmissione. Un terzo dispositivo riconverte all'arrivo i segnali in nitide immagini televisive.
Questa realizzazione costituisce un'altra tappa nelle concrete applicazioni dei laser in tutte le forme di comunicazioni terrestri o spaziali.
Le onde luminose del laser, concentrate in un'unica frequenza in modo da scaturire uniformemente, possono essere trasmesse per lunghe distanze e possono anche essere « modulate », come le onde radio, per trasmissioni televisive o altre forme di comunicazione. In teoria, un unico fascio laser può trasportare 10 milioni di canali televisivi, a differenza degli attuali sistemi ad onde corte che hanno una capacità di gran lunga inferiore. Un cavo transatlantico non può trasportare neppure un canale TV; il satellite Telstar ne può trasportare soltanto uno.
Poichè la luce del laser può percorrere distanze enormi mantenendo la forma di un fascio sottile, è possibile effettuare comunicazioni nello spazio da satellite a satellite.
Il nuovo sistema realizzato dalla North American Aviation adopera un minuscolo « modulatore ottico » del volume di 16 cm^3 che funziona con una quantità minima di energia.
L'esperimento si svolge nel seguente modo: un'immagine televisiva viene ripresa e trasformata in segnali elettrici; questi vengono convogliati in un modulatore ottico che riceve il fascio laser e ne modula la luce secondo i segnali televisivi. I segnali divengono così parte del fascio di luce; il fascio viene orientato su un ricevitore ottico collocato ad una certa distanza e colpisce una fotocellula. Esso viene quindi riconvertito nei segnali televisivi originali e ritrasmesso al tubo ricevente.
I Bell Telephone Laboratories, utilizzando un laser ed apparecchiature collegate, erano già riusciti a trasmettere comunicazioni a 40 km. di distanza. Altre ditte hanno realizzato « modulatori » e « demodulatori » per adattare raggi laser, ma non sistemi completi di comunicazione. (*n.s.*)

Piero Soati

Note di servizio dei ricevitori di TV Phonola, modelli 1909 1909 ST - 2309 - 2309 ST

1. - CARATTERISTICHE TECNICHE GENERALI

I televisori PHONOLA modello 1909, 1909ST, 2309, e 2309 ST, sono del tipo intercarrier e mentre i primi due modelli dispongono di un cinescopio da 19 pollici con deflessione a 110° ed il loro schermo ha le dimensioni di 384 × 305 millimetri, gli ultimi due posseggono un cinescopio da 23 pollici con deflessione 110° e le dimensioni dello schermo sono di 489 × 385 millimetri.

I due tipi ST sono stati costruiti in modo da poter funzionare senza l'uso di autotrasformatore, a 220 volt di rete (± 10%) dato che i loro circuiti di deflessione sono stabilizzati. È prevista però l'applicazione dell'auto trasformatore per tensioni di rete fra i 100 ed i 270 volt. In tale caso l'autotrasformatore è sistemato e fissato sul fondo del mobile e l'inserzione al telaio viene eseguita tramite una apposita presa.

La stabilizzazione dei circuiti di deflessione è estesa a tutti i quattro tipi di televisori i quali dispongono pure di un regolatore automatico di contrasto.

Le valvole usate sono le seguenti: PCC88, 3/PCF80, 2/PC86, 3/EF80, PCL84, PCL82, PCL85, ECL80, PL36, PY81, DY87.

Il circuito dispone pure di 5 diodi a cristallo del tipo: OA70, OA81, 2/OA79, OA210 più un raddrizzatore metallico. Le funzioni di valvola complessivamente assommano a 31.

Gli altoparlanti sono due: uno disposto frontalmente, l'altro lateralmente. Il regolatore di tonalità è del tipo a tasti.

L'antenna è prevista per l'uso con una linea simmetrica a 300 Ω. Qualora si usi del cavo coassiale a 75 Ω occorre ricorrere al solito dispositivo di adattamento.

Mentre ai modelli 1909 e 1909ST è applicato un cinescopio tipo AW47/91 i

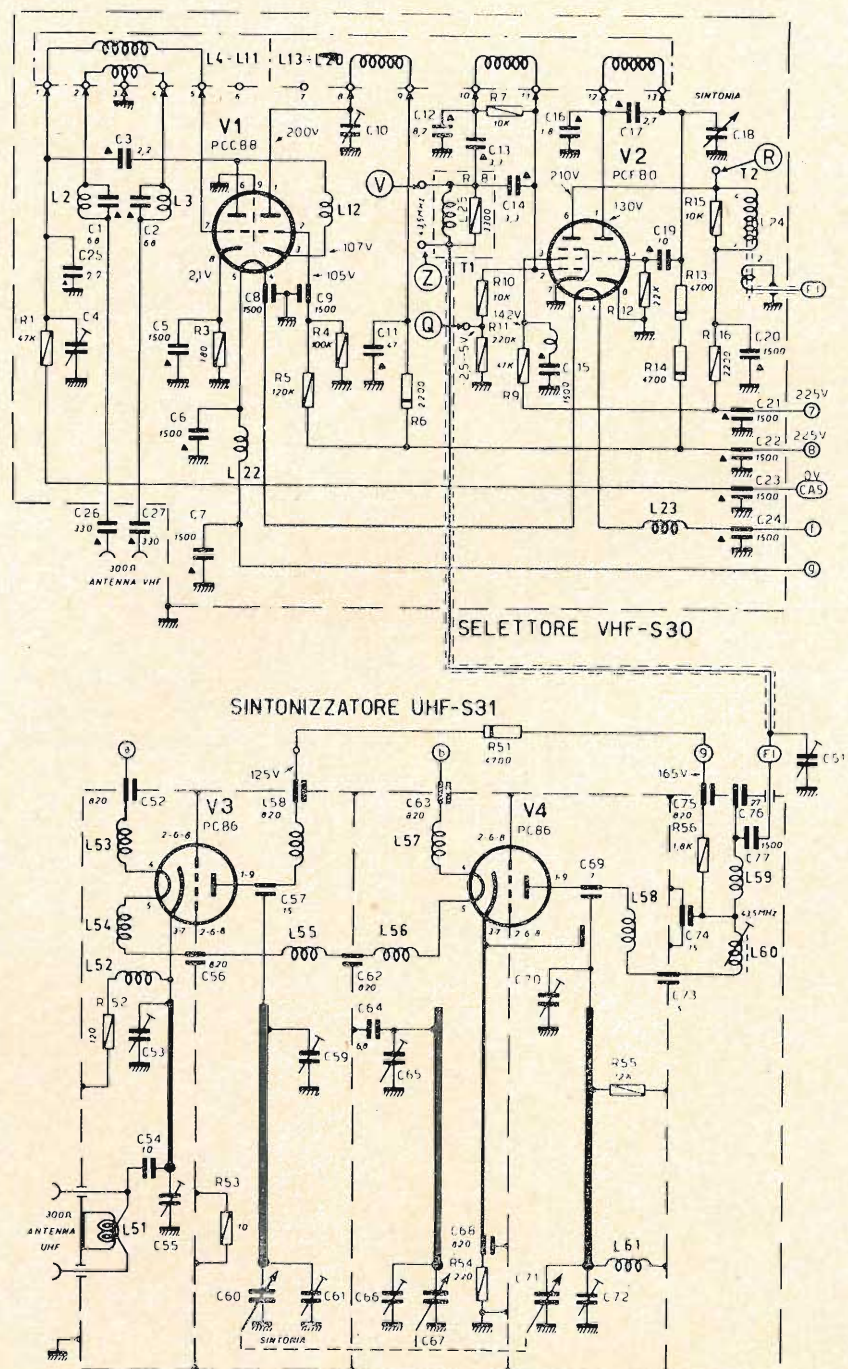
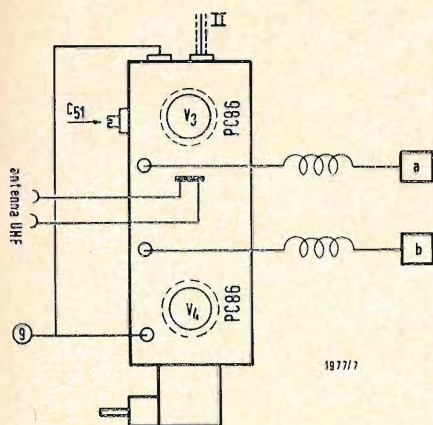



Fig. 1 - Circuiti elettrici dei gruppi RF per VHF e UHF.

SopraF ig. 2 - Connessioni del gruppo RF UHF-S23

modelli 2309 e 2309ST dispongono di un cinescopio AW59/90.

Con questi televisori è possibile la ricezione di tutti i canali televisivi italiani VHF, tramite il gruppo selettore VHF-30, e quelli UHF, nel qual caso viene incluso il sintonizzatore UHF-S31 (figura 1).

In alcuni esemplari anzichè il sintonizzatore UHF-S30 è stato montato un sintonizzatore S32. Lo schema di figura 2 indica la diversa posizione delle connessioni rispetto al primo tipo nei confronti dello schema elettrico, che come al solito è riportato nella rubrica *Archivio Schemi*.

2. - FREQUENZE D'ACCORDO, VALORI DELLE TENSIONI E FORME D'ONDA

Il valore delle frequenze di accordo dei vari circuiti, le forme d'onda ed il valore delle tensioni che si debbono riscontrare nei vari punti del circuito, sono stati riportati direttamente sullo schema elettrico.

Per quanto si riferisce alle tensioni è necessario precisare che esse sono state misurate mediante un voltmetro a valvola e che ogni valore segnato si riferisce alla massa ed in assenza di qualsiasi segnale d'ingresso.

In taluni casi dette tensioni sono indi-

Fig. 3 - Disposizione de componenti sulla piastra di FI.

Fig. 4 - Disposizione dei componenti sulla piastra di deflessione verticale.

cate nello schema con due distinti valori, e precisamente:

a) Il valore indicato (*sopra*) si riferisce alla tensione letta dopo aver portato il comando di contrasto a fine corsa (*cioè contrasto regolato per il massimo*).

b) Il valore indicato sotto (*sotto*) si riferisce alla tensione letta dopo aver portato il comando di contrasto in principio di corsa (*cioè contrasto regolato per il minimo*).

Le *forme d'onda* sono state rilevate mediante l'uso di un oscilloscopio calibrato su di un apparecchio funzionante regolarmente, ricevente il monoscopio e con il comando di contrasto regolato per il massimo. L'immagine presentava norma dimensionale esatta e la linearità era corretta.

I valori indicati con una stelletta (*) si riferiscono a delle tensioni che sono state riscontrate in condizioni di luminosità moderata.

È necessario tenere presente che le tensioni ai piedini 3 e 4 del cinescopio possono essere misurate esclusivamente con l'impiego di un voltmetro elettrostatico.

3. - TARATURA E MESSA A PUNTO

Per quanto concerne l'eventuale ritaratura e la messa a punto dei vari circuiti valgono le norme che abbiamo già dato per altri tipi di televisori ed in particolare modo quelle relativi i modelli della PHONOLA.

4. - NORME RELATIVE I CIRCUITI STAMPATI

Tutti e quattro i modelli in esame sono stati realizzati tramite delle piastre a circuito stampato.

In figura 3 è visibile la piastra CS relativa i componenti le medie frequenze (piastra R_{12067}/R_{8786}), in figura 4 la piastra CS relativa la deflessione verticale (piastra R_{12120}/R_{8787}) ed infine in figura 5 i componenti la piastra CS di deflessione orizzontale (R_{12069}/R_{8788}).

Ogni piastra è rappresentata tale e quale la vede il tecnico quando asporta la protezione posteriore del televisore. In ciascuna figura sono rappresentati in colore grigio i collegamenti costituiti dal circuito stampato ed in nero i componenti che si trovano dall'altra parte della piastra come se essa fosse trasparente.

Esternamente a ciascun disegno sono segnate delle lettere e dei numeri, alcuni dentro a dei quadrettini altri a dei cerchi. Questi ultimi indicano i punti di alimentazione anodica conservando l'aspetto grafico degli schemi elettrici tradizionali. I numeri inscritti nei quadrettini rappresentano invece la numerazione dei collegamenti tra le varie parti del circuito e corrispondono alla stessa numerazione dello schema elettrico per cui si intendono collegati

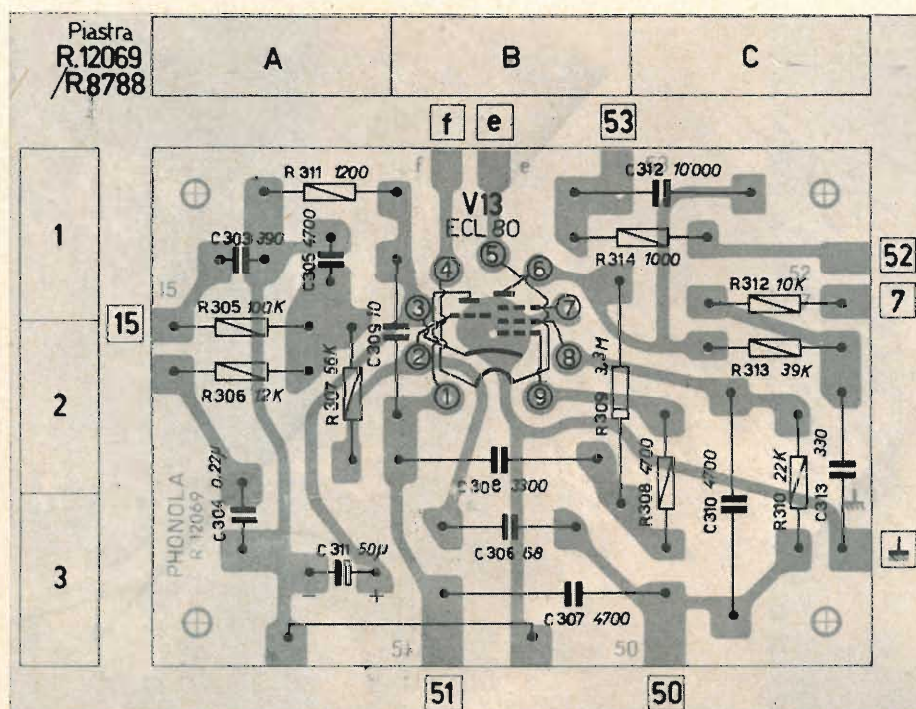



Fig. 5 - Disposizione dei componenti sulla piastra di deflessione orizzontale.

fra loro i punti che sono contrassegnati da un numero identico.
Lo stesso criterio è stato seguito per il circuito dei filamenti delle valvole indicato con delle lettere minuscole anziche con dei numeri.
I punti di misura sono stati segnati con delle lettere maiuscole.
Per facilitare l'individuazione dei componenti, sulle diverse piastre CS vi sono, nei disegni di queste, in corrispondenza del lato sinistro dei numeri e parallelamente al lato superiore, delle lettere che sono riportate anche nelle distinte dei componenti montati su ciascuna piastra. Essi servono ad indicare che il componente che si desidera localizzare si trova nella zona d'intersezione delle due fasce contrassegnate da quel numero e da quella lettera.
Facendo perciò uso di dette distinte, che noi riportiamo sotto forma di tabelle, dovendo individuare, ad esempio, il condensatore C_{506}, facente parte della piastra delle medie frequenze, potremo constatare che esso si trova nella zona d'incrocio comune al numero 2 ed alla lettera A.

Nello schema generale riportato fuori testo sono allegate le tabelle - guida per gli schemi delle figure 3, 4 e 5.

Del resto il compito del tele-riparatore è ulteriormente agevolato dal fatto che su ogni piastra è riportata l'indicazione di ogni singolo componente. Infatti in corrispondenza di ogni resistore o di ogni condensatore si può leggere il relativo valore la qualcosa, anche a distanza di tempo e qualora non si sia in possesso dello schema elettrico, consente di sostituire qualsiasi componente avariato pur non conoscendone il valore.

Il prossimo futuro della radio e TV

(segue da pag. 241)

di trasmissioni stereofoniche in M.F. nella gamma 100-104 *MHz.*
Con tali premesse, anche la R A I sta ora attrezzando i propri impianti per una prossima adozione sia pure sotto forma sperimentale, di tali trasmissioni stereofoniche in M. F., partendo inizialmente come saggio di gradimento del pubblico dalle città di Torino, Milano, Roma e Napoli. Ciò verrà proiettato, con molte probabilità nel prossimo 1964.
Per quanto riguarda la T V a colori, è ormai noto che dopo un decennio di trasmissioni quasi regolari (a tempo ridotto) negli U.S.A. col sistema NTSC si è praticamente raggiunto uno "standard" di esercizio dei programmi e di produzione televisori molto interessante dal lato di una positiva introduzione del colore al posto o ad integrazione del bianco-nero. Anche di ciò è riferito nell'accennata relazione del Convegno di Montreux.
D' altra parte alcune nazioni europee, principalmente l' Inghilterra, hanno ferma intenzione di iniziare delle trasmissioni di T V a colori, sia pure sotto forma sperimentale. E poichè in tal caso si impone la scelta di uno "standard" che si auspica unificato per tutto il mondo (od almeno inizialmente per l' Europa), tale scelta è stata demandata all' U.E.R. (Union Européenne de Radio-diffusion) che dovrebbe prendere una decisione collegiale entro il corrente anno.
E' altresì noto che i sistemi di T V a colori "compatibili" oggi adottabili in campo pratico sono l'americano N T S C ed il francese SECAM che pur ispirandosi sostanzialmente allo N T S C se ne differenzia pel fatto che i due colori complementari blu e rosso anzichè essere "simultanei" sono "sequenziali" (di riga).
Se si aggiunge che recentemente è apparso un terzo sistema possibile in campo pratico, elaborato da Walter Bruch della Telefunken, che assommerebbe i vantaggi dei due citati sistemi N T S C e S E C A M senza prossederne i difetti, si può comprendere quanto arduo e carico di responsabilità sia il compito affidato alla Commissione del "colore" dell'UER.
E' comunque evidente che ormai la T V a colori sta assumendo un ruolo di notevole importanza nel prossimo futuro della T V europea e di riflesso in quella nazionale.
L' avvento della T V a colori, anche se preceduto da un periodo più o meno lungo di trasmissioni sperimentali, provocherà indubbiamente un sensibile rivolgimento nei campi tecnico, industriale e commerciale.
Non si perdano però mai di vista due fattori basilari e caratteristici della T V a colori:
1) *Tutti gli attuali televisori riceveranno sempre in bianco-nero le emissioni a colori;*
2) *Un televisore a colori costerà da* 2 *a* 3 *volte di più di un televisore in bianco-nero.*

E' pertanto da prevedersi che coesisteranno sempre televisori in bianco-nero e televisori a colori, così come coesistono da tempo fotografie e film a colori e bianco-nero.

A.

Il giorno 13 giugno il piccolo Marco è giunto ad allietare la casa del dott. ing. Leonardo e di Laura Bramanti.

L'editore, la redazione e i collaboratori sono lieti di porgere i loro più vivi rallegramenti al felice padre, direttore de *l'antenna*, e alla sua gentile signora.

dott. ing. Giuseppe Checchinato

Misure industriali di temperatura*

Si descrive una nuova forma di termometro per applicazioni industriali. Esso è basato su un normale termometro a mercurio e capillare di vetro, però le misure della temperatura si effettuano attraverso la misura della capacità esistente fra il mercurio ed una guaina metallica esterna. È facile ottenere l'indicazione a distanza e la scala può essere espansa secondo le varie esigenze.

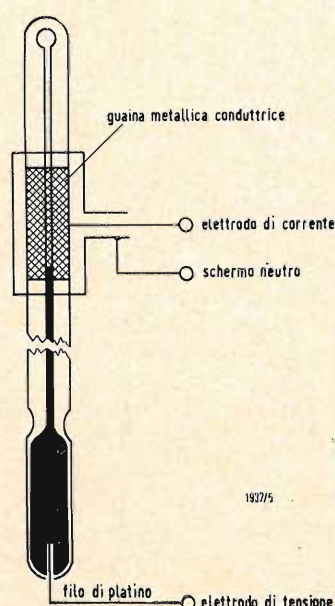



Fig. 1 - Schema di un trasduttore termometrico a mercurio in vetro.

Lo sviluppo dei ponti di misura ha reso possibile l'esecuzione di misure precise e stabili di piccole capacità. Una applicazione di questa tecnica permette di trattare la colonna di mercurio di un normale termometro come l'elettrodo interno di un condensatore coassiale e ciò consente di effettuare delle misure di temperatura in modo preciso e sicuro. La maggior parte dei chimici e degli ingegneri considera ancora i termometri a mercurio gli strumenti più sicuri per la misura delle temperature medie, questo articolo si propone pertanto di descrivere un sistema di misura della temperatura costituito da un termometro a mercurio, un trasduttore ed un ponte.

Le implicazioni di tale sistema vanno però oltre le normali esigenze di laboratorio o industriali. I termometri a mercurio sono soggetti a due instabilità che li rendono inadatti nel caso in cui si debbano misurare piccole differenze di temperatura dell'ordine dei pochi milligradi. Se si osserva il capillare del mercurio, mentre il termometro sta raffreddandosi, si vedrà che la colonna si contrae in una serie di piccoli salti, ciascuno dei quali corrisponde ad una lunghezza da uno a dieci milligradi sulla scala della temperatura.

Questo effetto è dovuto alla combinazione delle forze di stizione nel capillare e delle forze di contrazione nella massa di mercurio nel bulbo, che ad ogni salto sembrano far contrarre la sottile parete del bulbo fino a fare assumere ad essa la forma di una clessidra. Con un bulbo robusto si può superare questa difficoltà, però, se la parete del bulbo diventa troppo grossa, la costante di tempo termica diventa eccessivamente alta. La seconda instabilità è dovuta alla natura fluida del vetro, Il flusso graduale del vetro nel bulbo, provocato dalla pressione del mercurio, causa uno spostamento di alcuni milligradi per anno. Questo inconveniente si può però eliminare usando per la costruzione del termometro il quarzo al posto del vetro.

Degli esperimenti condotti con un termometro a mercurio in quarzo, provvisto di elettrodi coassiali, hanno permesso di effettuare la registrazione dei salti che si hanno durante il raffreddamento. Sono così visibili le contrazioni irregolari che si verificano al raffreddamento del mercurio. Si è osservato durante questi esperimenti che, se il termometro viene collegato ad un piccolo vibratore a bobina mobile, che vibri delicatamente, i gradini scompaiono e il diagramma risulta spianato. Queste vibrazioni non possono essere naturalmente usate con un termometro a lettura ottica, però esse permettono di usare un termometro a mercurio in quarzo in collegamento con un ponte in corrente alternata per la misura di temperature con una precisione che può arrivare a 0,001 °C.

1. - MISURA E CONTROLLO DELLA TEMPERATURA

Per temperature dell'ordine dei 30 °C le termocoppie platino-platino/radio hanno una sensibilità di 6μV per °C, quindi anche se la termocoppia è in se stessa stabile, la strumentazione necessaria per ottenere la discriminazione desiderata è estremamente delicata. Una difficoltà simile si ha anche con gli elementi a resistenza di platino che hanno un coefficiente di temperatura di 0,0039 per °C. Ciò significa che un elemento che misura 100 Ω ad una determinata temperatura cambierà di circa 0,4 Ω per grado e che, se si desidera un potere discriminatorio di pochi centesimi di grado, è necessario un circuito a ponte molto stabile ed una coppia amplificatore registratore. Nonostante sia facile immaginare che pochi processi industriali abbiano la necessità di registrare la temperatura con una precisione maggiore del grado, l'avvento delle tecniche di ottimizzazione può richiedere l'osservazione di piccole variazioni della temperatura e la trasmissione dei dati al calcolatore, in modo da effettuare le correzioni con il massimo anticipo possibile.

Anche i termistori stanno guadagnando popolarità come trasduttori di tem-

(*) Rielaborato da: Fletcher, K.A., Temperature Measurement, *Industrial Electronics*, Novembre 1962, pag. 66; Precise temperature Measurement and contro, using A.C. Bridge Techniques, *SIMA Review*, Luglio 1962; The Measurement of Dielectric Constant Applied to The Quality Control of Materials, *Proc. S.I.T.* Settembre 1957; Hall, J.A., Leaver, V.M., The Design of Mercury Thermometers for Calorimetry, *Journal Sci. Inst.*, Aprile 1959.

peratura, ma, mentre recenti studi confermano, come si era supposto, la loro alta stabilità e ripetibilità, essi sono ancora sottoposti a fluttuazioni e derive casuali, particolarmente se vengono assoggettati a sollecitazioni termiche o meccaniche, oppure se lavorano ad una pressione troppo alta nel circuito di misura. Il vantaggio dei termometri a trasduttore di capacità è costituito dal fatto che si può misurare una variazione lineare della capacità in una ampia o stretta gamma di temperatura secondo che si usi un capillare più o meno grosso nel termometro base. Si può così scegliere, secondo le necessità, il potere di discriminazione. I calcoli del paragrafo successivo dimostreranno che la capacità varia in funzione logaritmica del diametro dei capillari e quindi il problema della strumentazione è reso più facile per una larga gamma di sensibilità.

2. - TRASDUTTORE A CAPACITÀ

Se la superficie del gambo di un termometro è resa elettricamente conduttrice il mercurio diventa il secondo filo di una linea coassiale; quando esso sale nel capillare la capacità per millimetro è data dalla formula:

$C = 0{,}242\ \varepsilon \log_{10} (D/d)$

dove ε è la costante dielettrica del vetro

D = il diametro esterno del gambo

d = il diametro del capillare di mercurio.

Poichè i due diametri D e d compaiono in un rapporto essi possono essere misurati indifferentemente in pollici o millimetri, in quanto le costanti di conversione si eliminano.

La capacità è proporzionale al logaritmo del rapporto fra i due diametri; ciò significa che i termometri con capillare grosso non danno un grande aumento della capacità per unità di lunghezza come è indicato nella tavola 1, calcolata supponendo D uguale a 0,25 pollici (circa 6 mm), un diametro abbastanza comune.

Diametro del capillare (pollici)	$\log_{10} \frac{D}{d}$
0,002	2,10
0,004	1,80
0,006	1,62
0,010	1,49
0,010	1,40
0,012	1,32

Se si suppone che non esistano delle discontinuità fra il tubo conduttore e la parete del termometro (cioè che i diametri siano identici e che non ci sia alcuna irregolarità nei due cilindri) un valore tipico della capacità per unità di lunghezza sarebbe 0,12 pF/mm, supponendo la costante dielettrica del vetro uguale a 6,8 e il log D/d uguale a 1,40. In pratica la bussola che si infila sul tubo deve essere scorrevole e poi viene fissata in posizione mediante un velo sottile di resina epossidica (costante dielettrica 3,5 circa), però questo velo rappresenta solo una parte minima del dielettrico effettivo.

La fig. 1 rappresenta la disposizione schematica del complesso termometrico. In pratica la guaina conduttrice avvolge solo parte del diametro del termometro, in modo da permettere la visione della scala anche durante la misura elettrica.

Con ciò si riduce proporzionalmente la capacità per unità di lunghezza. Una guaina trasparente conduttrice viene poi avvolta attorno all'elettrodo, si forma così uno schermo neutro e si impedisce che delle linee di flusso lascino il sistema, causando errori, quando si muovono le mani o gli apparecchi nelle vicinanze del termometro. La guaina è un cilindro di vetro ricoperto con un sottile strato di ossido di stagno-antimonio applicato a fuoco. Lo strato di ossido ha un colore azzurro chiaro, però è abbastanza trasparente da permettere l'osservazione del capillare di mercurio e della scala. Il contatto con il mercurio avviene per mezzo di un filo di platino che attraversa il vetro del

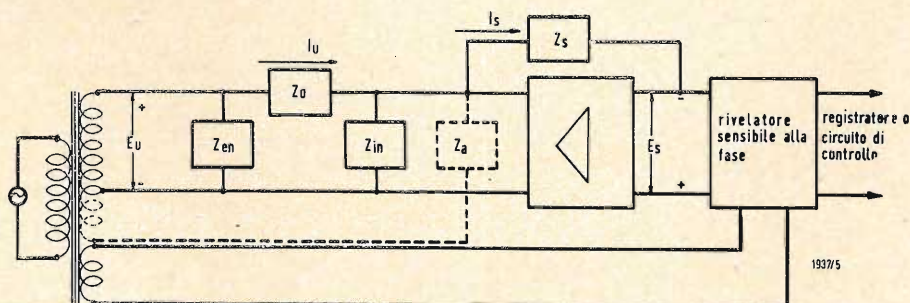



Fig. 2 - Schema di principio del ponte.

bulbo; lo schermo neutro ad ossido impedisce che delle linee di flusso passino da questo collegamento all'elettrodo esterno.

La costruzione del trasduttore a mercurio in quarzo, adatto per misure critiche o per scopi di controllo che superino i limiti dell'osservazione a vista, richiede l'applicazione a fuoco di un elettrodo di rame su tutta la circonferenza del gambo del termometro. Tutto il trasduttore viene poi infilato in un tubo continuo di acciaio inossidabile che costituisce lo schermo neutro. Il collegamento con il mercurio avviene attraverso un secondo foglio di rame applicato a fuoco all'esterno del bulbo. Si ha così una capacità fissa in serie con la capacità variabile. È necessario procedere in tale modo perchè non si è ancora trovato un sistema soddisfacente per far passare un filo di platino attraverso il quarzo ed inoltre la leggera non linearità che così si ottiene è perfettamente stabile se si usano elettrodi applicati a fuoco. Se la capacità dell'elettrodo del bulbo è di 20 pF si ha una non linearità del 5%, ammesso che la capacità del capillare vari di 1,0 pF. Ambedue i tipi di trasduttori possono essere costruiti per temperature fino a 200 °C, e le versioni per basse temperature, impieganti leghe di mercurio-tallio, possono essere costruiti per temperature fino a — 55 °C.

3. - PONTE CON RAMO DI RAPPORTO A TRASFORMATORE

La misura delle piccole capacità richiede, a parte la possibilità di usare lo schermo neutro, una grande stabilità del ponte di misura. Ambedue le esigenze si possono soddisfare con il ponte con ramo di rapporto a trasformatore, ora di uso generale in tutti quei casi nei quali si usano dei trasduttori di capacità per misurare piccole distanze, vibrazioni, permittività, ecc.

La fig. 2 illustra lo schema base di un ponte autoequilibrante capace di comandare un registratore, un sistema di controllo o un circuito di allarme.

L'oscillatore a tensione stabilizzata alimenta un trasformatore che fornisce una tensione di riferimento di fase e la tensione incognita E_n. La corrente incognita risultante I_n, passando attraverso l'impedenza del termometro Z_u, viene praticamente bilanciata da I_s, la corrente di reazione derivata da E_s e Z_s. E_s rappresenta la tensione di uscita dell'amplificatore ad alto guadagno applicato al rivelatore sensibile alla fase. Poichè I_n ed I_s sono praticamente uguali una tensione molto piccola compare ai capi di Z_{in}, e E_{en} shunta il secondario del trasformatore. Questi elementi quindi non influenzano la precisione della misura.

Nel rivelatore sensibile alla fase la tensione di riferimento viene aggiunta e sottratta all'uscita dell'amplificatore per ottenere dei segnali somma e differenza che, dopo raddrizzamento, danno un'uscita in corrente continua. Il rivelatore sensibile alla fase assicura che l'impedenza indicata sia una vera capacità e non sia influenzata dal termine tang. δ della parete di vetro del termometro.

Se è necessario registrare solo una parte della scala del termometro si può avvolgere un terzo secondario, indicato nella fig. 2 con linee tratteggiate. Questo secondario fornisce una corrente di compensazione che cancella parte della capacità. Se Z_n è una capacità con un valore tale che a 10 °C si abbiano 0 pF (il capillare entra nell'elettrodo coassiale proprio in questo punto) ed a 40 °C si abbiano 6 pF, la tensione in uscita dal rivelatore sensibile alla fase può essere regolata in modo da coprire solo l'intervallo 30 - 40 °C con la compensazione dei primi 4 pF, regolando Z_a (un condensatore semifisso) e Z_s (un altro condensatore semifisso) in modo che i rimanenti 2 pF diano la massima tensione in uscita richiesta.

Provvedendo sul terzo secondario 10 prese equidistanti si può ottenere un controllo a decadi che permette di ottenere una serie progressiva di compensazione al fine di avere una serie di uscite, con ciascun gradino che ricopre un decimo della scala utile del trasduttore.

Il commutatore a decadi è disposto in modo che lo strumento indica posizione per posizione ciascun grado compreso fra 20 e 30 °C. In parallelo con lo strumento si può applicare un registratore o un circuito di controllo; una presa ausiliaria nel primo secondario (E_n) fornisce una tensione che vale 1 decimo del valore normale in modo che il circuito di uscita, e quindi anche un registratore, possono indicare l'intero campo da 20 a 30 °C.

A

Di nuovo in funzione il Relay

Il secondo satellite americano per comunicazioni Relay, dopo aver registrato una perdita di energia di cui diedero notizia il 12 marzo funzionari della NASA, dichiarando che esso sarebbe stato « messo in riposo », ha ripreso dopo due giorni a funzionare. Nel breve periodo di sosta le sue condizioni sono state attentamente studiate dai tecnici. Come si sperava, le batterie del satellite hanno potuto ricaricarsi con l'energia captata dalle cellule solari. Il satellite ha risposto ai comandi trasmessi da terra e le indicazioni fornite hanno confermato che temperatura e voltaggio garantivano lo svolgersi delle operazioni.

A tutt'oggi, il Relay, lanciato il 13 dicembre, ha effettuato circa 500 esperimenti di comunicazioni tra paesi di tre continenti. Attraverso il Relay sono stati trasmessi messaggi orali, immagini televisive, facsimili e comunicazioni per telescriventi tra Stati Uniti, Inghilterra, Francia, Italia e Brasile. La trasmissione è sempre stata eccellente.

Durante il primo mese di volo orbitale fu possibile riparare un'iniziale perdita di corrente. Il satellite venne messo a riposo per tre settimane mentre, anche allora, le batterie si ricaricavano con l'energia raccolta dalle sue cellule solari. Ristabiliti i contatti, esso potè trasmettere in Europa le immagini televisive dell'inaugurazione della mostra della Gioconda a Washington.

(*u.s.*)

dott. ing. Antonio Longhi

Rilievo e adattamento della curva di equalizzazione fonografica*

Per assicurare il funzionamento ottimo di un fonorivelatore, la risposta deve essere misurata attraverso l'amplificatore: si devono perciò introdurre opportuni circuiti equalizzatori, che dipendono dalle caratteristiche della capsula fonografica.

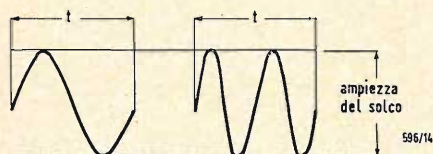



Fig. 1 - Segnale inciso nel solco.

LE CAPSULE FONOGRAFICHE si possono dividere in due grandi classi. Il primo tipo di capsula produce una tensione di uscita proporzionale all'ampiezza del segnale registrato sul disco. Il secondo tipo, probabilmente il più popolare fra gli amatori audio, fornisce un segnale dipendente dalla velocità della puntina nel solco registrato. In ognuna di queste due categorie si possono trovare unità di buona o di scadente qualità, sia per stereo, sia per suono.

1. - REGISTRAZIONI E CAPSULE FONOGRAFICHE

Il primo gruppo comprende i tipi a cristallo e ceramici. L'uscita di queste capsule è proporzionale all'ampiezza nel solco registrato. Tutte le frequenze registrate con uguale ampiezza, teoricamente dovrebbero produrre tensioni costanti ai terminali del fonorivelatore. Se si moltiplicasse per 2 l'ampiezza registrata ad una qualsiasi frequenza si dovrebbe ottenere un'uscita doppia, in pratica ciò sarà vero solo approssimativamente, in dipendenza della particolare capsula e e del circuito dell'amplificatore usato per la riproduzione.
Le capsule fonografiche sensibili alla velocità sono rappresentate dai fonorivelatori magnetici (a riluttanza variabile o a bobina mobile). La tensione di uscita di queste capsule può essere valutata con l'aiuto della fig. 1.
Si ponga che la frequenza del segnale registrato *A* sia 1.000 Hz e quella del segnale registrato *B* sia di 2.000 Hz. Entrambi i segnali siano stati registrati con uguale ampiezza nel solco del disco. La puntina deve percorrere una distanza doppia per tracciare la curva *B* rispetto al tracciamento della curva *A*. L'uscita competente alla curva *B* sarà perciò doppia di quella relativa alla curva *A*, ad onta delle identiche ampiezze registrate, a motivo che la puntina ha compiuto un cammino doppio nello stesso intervallo di tempo. Da questo si può facilmente dedurre che durante la riproduzione la tensione di uscita risulta proporzionale alla frequenza, supposta costante l'ampiezza di registrazione.

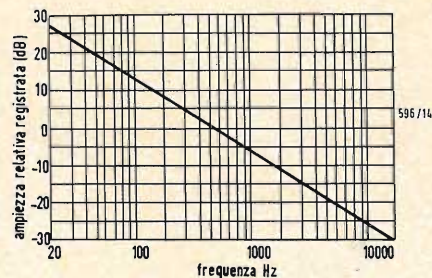
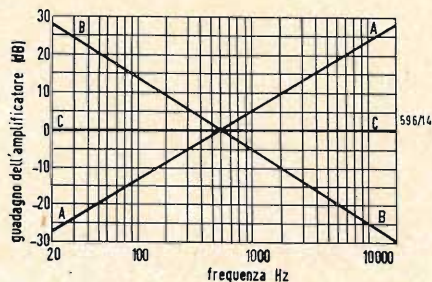
Il tipo a velocità si usa generalmente per incidere i dischi. Quando si usa questo tipo di stilo intagliatore, la tensione che si deve applicare per registrare il segnale *B* deve essere doppia di quella occorrente per il segnale *A*, se entrambe devono avere la stessa ampiezza sul disco registrato. Più precisamente: per registrare ad ampiezza costante usando una testina di tipo a velocità, la tensione applicata alla testina stessa deve essere direttamente proporzionale alla frequenza da registrare.

La curva AA in fig. 2 indica la compensazione dell'amplificatore necessaria per registrare ad ampiezza costante con un incisore del tipo a velocità, mentre la curva *BB* mostra l'andamento equivalente richiesto per produrre una ampiezza costante di registrazione usando una capsula a velocità costante. Una curva è l'immagine speculare dell'altra intorno alla linea zero. Si noti la sua pendenza caratteristica di 6 dB per ottava. Per ragioni di completezza si è tracciata la linea *CC* corrispondente alla curva di registrazione e di riproduzione per il caso di capsule ad ampiezza costante.

Si possono fare registrazioni impiegando sia la caratteristica ad ampiezza costante, sia quella a velocità costante, o una combinazione delle due. Supponiamo per il momento che si usi solo la caratteristica a velocità costante e che si applichino a questa testina tensioni di uguale ampiezza a tutte le frequenze. L'entità dell'incisione nel disco varia allora inversamente con la frequenza, come indica la fig. 3. L'ampiezza nel solco del disco alle basse frequenze sarebbe molto maggiore che alla alte frequenze. Considerando i due estremi della gamma acustica, l'ampiezza registrata a 30 Hz sarebbe 500 volte quella relativa a 15 kHz.

(*) di MANNIE HOROWITZ; tradotto da *Audio*, agosto 1962, pag. 24.

Fig. 2 - Curve teoriche necessarie per registrare e riprodurre ampiezze costanti. AA = curva di registrazione con intagliatore di tipo a velocità costante; BB = curva di riproduzione impiegando una capsula di tipo a velocità costante; CC = = curva di registrazione e di riproduzione ad ampiezza costante.

Fig. 3 - Larghezza del solco risultante dall'applicazione di una tensione costante ad una testina di registrazione del tipo a velocità costante.

Questa condizione è intollerabile per due ragioni. Alle frequenze estremamente basse il solco del disco sarebbe eccezionalmente largo. Alle frequenze alte l'ampiezza registrata sarebbe troppo bassa per superare il rumore di superficie del disco. Per evitare questo inconveniente, la RIAA (Recording Industrie Association of America) ha adottato la curva di registrazione mostrata in fig. 4, che è divenuta lo standard dell'Industria. Supponiamo che l'amplificatore sia stato studiato per portare un segnale alla testina avente la risposta in frequenza della curva mostrata in fig. 4. Applichiamo ora un segnale uniforme all'amplificatore di registrazione. L'intaglio risultante del solco sul disco avrà le caratteristiche della registrazione ad ampiezza costante fino a 500 Hz. Ciò limita l'escursione nel solco alle basse frequenze. Il modo a velocità costante è usato da 500 Hz a 2120 Hz. In questa gamma le escursioni nel solco diminuiscono quando alla testina sia applicato un segnale uniforme. Oltre i 2120 Hz riprende la caratteristica ad ampiezza costante per acconsentire, che le alte frequenze diano un segnale superiore al rumore di fondo del disco. In quest'ultimo campo di frequenze, come sotto i 500 Hz, viene inciso un solco ad ampiezza costante per tensioni applicate alla testina pure jorwe di ampiezza costante. Le risultanti escursioni nel solco del disco sono mostrate in fig. 5.

La fig. 5 risulta dalle seguenti considerazioni: la curva di compensazione dell'amplificatore di registrazione occorrente per produrre escursioni uniformi nel solco a tutte le frequenze usando una capsula del tipo a velocità, deve avere la caratteristica crescente come la *AA* in fig. 2. Questa è la pendenza delle porzioni ad ampiezza costante in fig. 4. Una parte a velocità costante è disegnata fra le due parti ad ampiezza costante. Ciò non richiede compensazioni dell'amplificatore di registrazione, perchè segue la caratteristica naturale della testina di registrazione del tipo a velocità. In questa zona le escursioni del solco registrato variano inversamente alla frequenza. L'ampiezza netta registrata della curva in fig. 4 diviene allora la curva di fig. 5.

La riproduzione di dischi usando un rivelatore a velocità costante richiede un amplificatore riproducente con la curva di risposta in frequenza che sia l'immagine speculare intorno all'asse 0 dB, della curva di fig. 4. Una curva esatta con gli angoli arrotondati è data in fig. 6. Sommando le curve delle figure 4 e 6 (supponendo che la versione pratica della curva 4 abbia gli angoli arrotondati) si ottiene un'uscita piatta lungo l'asse 0 dB. Ovviamente, per riprodurre fedelmente il segnale di entrata, vi deve essere un'uscita uniforme dal preamplificatore di riproduzione per ingresso costante all'amplificatore di registrazione.

L'apparecchiatura indicata in fig. 7 viene usata per misurare la risposta dell'amplificatore. Una prova più esauriente dovrebbe comprendere l'impiego della specifica capsula da usare con l'amplificatore, come parte integrante del circuito di misura.

2. - CONTROLLO DELLA CURVA DI EQUALIZZAZIONE

Occorre un voltmetro elettronico per controllare l'uscita del generatore di segnali. Si può ottenere maggior precisione se si controlla anche l'entrata all'amplificatore. Si è impiegato un voltmetro elettronico per controllare il generatore, non soltanto per semplicità di rappresentazione, ma anche per la piccolezza dell'errore risultante. L'unità in prova si suppone sia un preamplificatore. A motivo della sua impedenza di uscita relativamente alta i conduttori di collegamento al misuratore di uscita e all'oscilloscopio devono essere di tipo schermato a bassa capacità. Gli strumenti di misura devono presentare una piccola capacità al preamplificatore.

Se si esamina un complesso integrato preamplificatore-amplificatore di potenza, quello che sarebbe necessario, sarebbe l'aggiunta di una resistenza di carico non induttiva all'uscita.

L'ingresso AUX serve per la parte dell'amplificatore che fornisce una risposta piatta (cioè senza equalizzazione). Altri ingressi con questa caratteristica possono essere chiamati Sintonizzatore o Multiplex.

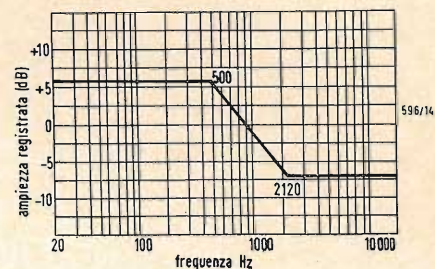
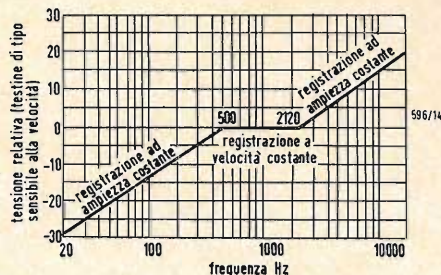
Il canale *fono* assolve due funzioni. Primo, esso fornisce la necessaria amplificazione della bassa tensione di uscita della capsula a velocità costante. Secondo, esso provvede la necessaria equalizzazione per la particolare capsula.

Nel procedimento della prova, l'uscita del generatore di segnali viene dapprima collegata all'entrata AUX (ausiliaria). Un segnale notevolmente ridotto, attenuato dall'azione di un divisore di tensione da 1.000 a 10 Ω, viene poi applicato all'ingresso *fono*. Se questi valori resistivi caricano eccessivamente il generatore audio, i resistori nel circuito divisore possono essere aumentati proporzionalmente. Il livello di segnale desiderato può essere scelto usando un commutatore come mostrato in figura.

In molti amplificatori le masse del *fono* e dell'entrata AUX sulla sezione del preamplificatore sono indipendenti per evitare che si formino circuiti sensibili al ronzio fra queste due entrate. Per eliminare qualsiasi possibilità che si costituisca questa condizione e per mantenere indipendenti i ritorni di massa esistenti nell'amplificatore, il conduttore di massa del generatore di segnali deve essere commutato, quando si ricerca una data entrata e un certo livello di segnali. Ciò si ottiene usando il commutatore sopra menzionato. Ogni controllo deve essere eseguito osservando il seguente procedimento per evitare false misure: applicare il segnale all'entrata AUX; regolare tutti i controlli di frequenza per un'uscita piatta; scegliere la frequenza di 30 Hz e ruotare il regolatore di livello fino al punto che precede immediatamente l'inizio della distorsione del preamplificatore; notare ora l'indicazione in dB del misuratore di uscita.

Applicare adesso un segnale a 1.000 Hz all'ingresso *fono*. Girare il controllo di livello del generatore di segnali in modo che il misuratore all'uscita del preamplificatore indichi un certo punto conveniente da 19 a 25 dB sotto la lettura

Fig. 4 - Curva adottata dalla RIAA per la registrazione. Le curve pratiche hanno gli angoli arrotondati.

Fig. 5 - Ampiezza registrata risultante da un intagliatore a velocità costante e dalla curva RIAA di registrazione.

prima eseguita a 30 Hz. Questo rappresenta il livello di riferimento o 0 dB. Le misure ad altre frequenze vengono riferite a questa figura in termini del numero di dB sopra o sotto questo livello 0 dB. Provare varie frequenze sulla curva di fig. 6. Disporre il generatore su ciascuna di queste frequenze. L'uscita del generatore deve essere mantenuta ad un livello costante, leggendola sul misuratore di controllo dell'entrata. Notare l'indicazione in dB sopra e sotto la frequenza di riferimento di 1.000 Hz. Confrontare questa coi vari punti corrispondenti della curva di fig. 6. Un buon amplificatore segue questa curva con una deviazione minore di 2 dB.

Una prova più precisa deve tener conto degli effetti induttivi della capsula da usarsi con questo sistema di misura. Questo fattore diviene più critico quando la capsula è caricata con impedenza diversa da quella prescritta dal fabbricante della capsula stessa. Quando il preamplificatore in esame è transistorizzato è importante che sia compresa la capsula. Misure corrette si otterranno solo se la capsula è posta in serie all'ingresso *fono* nel cavo proveniente dal generatore. Una forte caduta delle alte frequenze (possibile per la presenza di capacità fra la capsula ed il preamplificatore) può venire allora limitata abbastanza bene aumentando la resistenza di ingresso *fono* del preamplificatore. La scorrettezza delle basse frequenze può richiedere di rivedere il progetto del circuito equalizzatore.

3. - CAPSULE AD AMPIEZZA COSTANTE

L'uscita di queste capsule è teoricamente proporzionale all'ampiezza registrata, come mostra la fig. 5. La curva di riproduzione deve essere l'immagine speculare di questa curva intorno all'asse 0 dB. L'andamento esatto di questa curva, con gli angoli arrotondati per meglio aderire alle caratteristiche attuali componenti, è dato in fig. 8. Le uscite di capsule sensibili all'ampiezza vengono generalmente riprodotte con amplificatori lineari. Per un corretto funzionamento bisogna che il taglio alle basse frequenze e l'esaltazione delle alte frequenze, siano ottenute nella capsula. La sopraelevazione delle alte frequenze si ottiene per mezzo di risonanze appositamente provocate nella capsula. Il taglio dei bassi è funzione del carico all'uscita della capsula.

Il circuito equivalente di questo tipo di capsula è un generatore di tensione in serie con una capacità. La resistenza di carico indicata in fig. 9 determina la caduta alle basse frequenze.

In questo circuito,

$$V_u = V_i \frac{R}{R + X_c} \qquad (1),$$

ossia

$$\frac{V_u}{V_i} = \frac{R}{R + \dfrac{1}{j\omega C}} = \frac{j\omega RC}{1 + j\omega RC} \qquad (2)$$

da questa si deduce la curva del guadagno data in fig. 10. La (2) mostra che in corrente continua (0 Hz) la uscita è nulla, poi aumenta con la frequenza. Il denominatore della (2) dà la frequenza alla quale l'uscita è attenuata di 3 dB rispetto alla massima uscita. Il punto 3 dB si raggiunge quando nel denominatore si ha $j\omega RC = j$ (infatti in tal caso

$$\frac{V_u}{V_i} = \frac{\omega\ RC}{\sqrt{2}} = 0{,}707\ \omega RC$$

equivalente a — 3 dB).

Si ritiene generalmente che la capacità della capsula sia di 500 pF. La frequenza per la quale l'uscita cade di 3 dB è, secondo la (2):

$$f = \frac{1}{2\pi\ RC} \qquad (3)$$

perchè a questa frequenza il termine $j\omega\ RC$ nel denominatore della (2) vale j. Ritornando alla fig. 8, la risposta cade di circa 12 dB a 30 Hz. Risalendo la curva si avrebbero 6 dB alla frequenza doppia di questa, ossia a 60 Hz, e si avrebbero 3 dB, ossia si raggiungerebbe il punto di taglio, a 120 Hz. Introducendo nella (3) questo valore, si ricava la richiesta resistenza di carico R:

$$R = \frac{1}{2\,\pi\, f\, C} = \frac{1}{6{,}28 \cdot 120 \cdot 5 \cdot 10^{-10}} = 2{,}7\ \mathrm{M}\Omega. \qquad (4)$$

Sfortunatamente pochi amplificatori hanno impedenze di carico di quel valore alle entrate ausiliarie. Per provvedere questa impedenza occorre un trasferitore catodico all'ingresso. Se l'impedenza di entrata fosse 2,7 MΩ, si misurerebbe la risposta all'ingresso AUX come già descritto. L'uscita deve essere piatta per permettere alla combinazione testina-preamplificatore di fornire la curva di fig. 8.

È spesso desiderabile trasmettere il segnale attraverso il preamplificatore del fono, quando si usano queste capsule. Ciò assolve la duplice funzione di modificare i severi requisiti imposti alla R nella (3), e di permettere l'esatta equalizzazione per i diversi tipi di vecchi dischi, quando lo si desideri. In passato queste diverse equalizzazioni nel preamplificatore fonografico sono state determinate per via di pratica, solo per capsule del tipo a velocità. Queste curve di equalizzazione non sono qui illustrate. L'amplificatore moderno raramente comprende tutte le equalizzazioni, perchè tutti i fabbricanti hanno scelto la curva RIAA come norma. Le unità più vecchie possono aver incorporato anche tutte le altre equalizzazioni.

Uno dei tipi comuni di capsula sensibile all'ampiezza è il tipo Sonotone. Questa Casa raccomanda di usare il circuito di fig. 11 fra la capsula ceramica ed il preamplificatore fonografico equalizzato per velocità. Questo circuito serve per modificare la curva originariamente usata con capsule del tipo a velocità, in una curva per l'uso con capsule ceramiche del tipo ad ampiezza.

L'analisi del circuito di fig. 11 può divenire assai laboriosa. La soluzione generale in regime sinoidale può essere adottata per le altre capsule ad ampiezza costante ed altrettanto bene per le unità ceramiche Sonotone, per le quali si è escogitato il circuito. Il circuito equivalente della capsula rimane un generatore di tensione, V_i, in serie con una capacità C_2. Il resto del circuito

indicato è studiato per riprodurre un disco correttamente con un amplificatore equalizzato per una capsula del tipo a velocità, mentre si usano testine della varietà ceramica.

Considerando il circuito come un divisore di tensione,

$$V_u = \frac{R_2}{X_{c2} + \frac{R_1 X_{c1}}{R_1 + X_{c1}} + R_2} . V_i \quad (5)$$

dove $\frac{R_1 X_{c1}}{R_1 + X_{c1}}$ è l'impedenza della combinazione di R_1 e C_1 in parallelo, mentre $X_{c2} = \frac{1}{j\omega\, C_2}$. Segue inoltre che

$$\frac{R_1\, X_{c1}}{R_1 + X_{c1}} = \frac{R_1 / j\omega\, C_1}{R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}} . = \frac{R_1}{j\omega\, C_1 R_1 + 1}$$

Sostituendo questa espressione nella (1) e dividendo ambo i membri dell'equazione per V_1, si ha:

$$\frac{v_u}{v_i} = \frac{R_2}{R_2 + \frac{1}{j\omega\, C_2} + \frac{R_2}{j\omega\, C_1 R_1 + 1}} = \frac{R_2 (j\omega\, C_2)(1 + j\omega\, C_1 R_1)}{R_2 (j\omega\, C_2)(j\omega\, C_1 R_1 + 1) + j\omega\, C_1 R_1 + 1 + j\omega\, C_2 R_1} . \quad (6)$$

Ora, posto $k = C_2 R_1 j n = C_1 R_1 j m = C_2 R_2 j$ e $S = j\omega$, sostituendo questi valori nella (6) e semplificando tutti i termini entro parentesi, si arriva a:

$$\frac{v_u}{v_i} = \frac{Sm(1 + Sn)}{S^2 nm + Sm + Sn + 1 + Sk} = \frac{S\, m (1 + Sn)}{nmS^2 + S(m + n + k) + 1} \quad (7)$$

I primi due termini componenti del denominatore si possono determinare ponendo inizialmente il denominatore uguale a zero. Allora:

$$S^2 + S\left(\frac{m + n + k}{nm}\right) + \frac{1}{nm} = 0.$$

Ponendo $\frac{m + n + k}{nm} = \Sigma t$ e risolvendo rispetto a S, si ottengono i due valori S_1 e S_2:

$$S_1, S_2 = \frac{-\Sigma t}{2} \pm \frac{\sqrt{(\Sigma t)^2 - 4/nm}}{2} \quad (8)$$

Ponendo $\Delta = \sqrt{(\Sigma t)^2 - 4/nm}$, si hanno le due soluzioni:

$$S_1 = \frac{-\Sigma t + \Delta}{2} \quad (9)$$

e

$$S_2 = \frac{-\Sigma t - \Delta}{2} \quad (10)$$

sostituendo queste espressioni nella (7), si trova:

$$\frac{v_u}{v_i} = \frac{Sm(1 + Sn)}{\left(S + \frac{\Sigma t + \Delta}{2}\right)\left(S + \frac{\Sigma t - \Delta}{2}\right)} = \frac{j\omega\, m (1 + j\omega\, n)}{\left(j\omega + \frac{\Sigma t + \Delta}{2}\right)\left(j\omega + \frac{\Sigma t - \Delta}{2}\right)} =$$

$$= \frac{j\omega\, m}{\left(\frac{\Sigma t - \Delta}{2}\right)\left(\frac{\Sigma t + \Delta}{2}\right)} . \frac{(1 + j\omega\, n)}{\left(\frac{j\omega}{(\Sigma t + \Delta)/2} + 1\right)\left(\frac{j\omega}{(\Sigma t - \Delta)/2} + 1\right)} \quad (11)$$

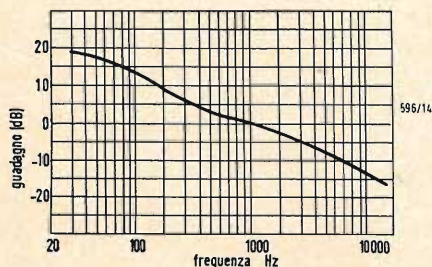



Fig. 6 - Curva di riproduzione RIAA.

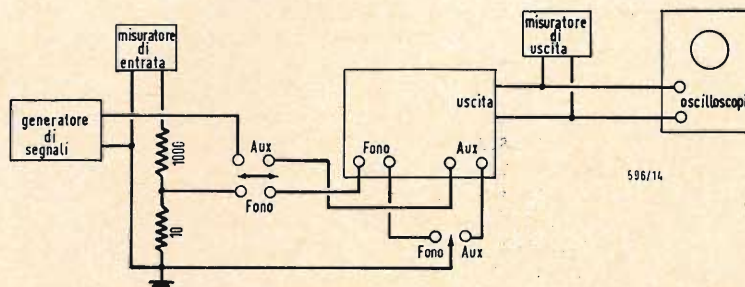



Fig. 7 - Apparecchiatura per la misura della curva d'equalizzazione fonografica.

Analizzando la (11) si deducono le seguenti quattro caratteristiche:

1) il fattore costante

$$\frac{j\omega m}{\left(\frac{\Sigma t - \Delta}{2}\right)\left(\frac{\Sigma t + \Delta}{2}\right)}$$

non influenza la risposta in frequenza se non che dimostra che a frequenza zero, l'uscita è nulla e che poi (aumentando la frequenza) l'uscita cresce con la pendenza di 6 dB per ottava.

2) il termine $(1 + j\omega\, n)$ indica il punto in cui la curva comincia la seconda salita di 6 dB per ottava. La frequenza per la quale l'aumento è progredito di 3 dB si trova ponendo $\omega = 1/n$; chiamiamo ω_1 questo valore.

$$\omega_1 = \frac{1}{n} = \frac{1}{C_1 R_2} = \frac{1}{68 \cdot 10^3 \cdot 10^{-9}} = 14{,}7 \cdot 10^3 \text{ e } f = \frac{\omega_1}{2\pi} = 2350 \text{ Hz.} \qquad (12)$$

3) e 4)

$$1 + \frac{j\omega}{(\Sigma t + \Delta)/2} \text{ e } 1 + \frac{j\omega}{(\Sigma t - \Delta)/2}$$

indicano il punto in cui la curva comincia a scendere alla velocità di 6 dB per ottava. Le pulsazioni ω per le quali l'uscita è caduta di 3 dB dal suo primo livello piano, si determinano ponendo i termini immaginari in entrambe i fattori, uguali a j. Allora:

$$\frac{j\omega}{(\Sigma t + \Delta)/2} = j,$$

ossia

$$\omega = \frac{\Sigma t + \Delta}{2}.$$

Chiamiamo ω_2 questo valore e

$$\frac{j\omega}{(\Sigma t - \Delta)/2} = j,$$

ossia

$$\omega = \frac{\Sigma t - \Delta}{2}.$$

Chiamiamo ω_3 questo valore. Adottando le costanti illustrate in fig. 11, per determinare ω_1, si trova:

Per calcolare f_2 e f_3 si deve prima notare che R_2 può variare da 5 kΩ a 30 kΩ È necessario calcolare f_2 e f_3 per entrambi questi valori di R_2. Dapprima poniamo $R_2 = 5$ kΩ. Allora, se $n = 68 \cdot 10^{-6}$ (risultato da calcoli precedenti),

$$k = C_2 R_1 = 5 \cdot 10^{-10} \cdot 68 \,.\, 10^3 = 34 \,.\, 10^{-6}$$
$$m = C_2 R_2 = 5 \cdot 10^{-10} \,.\, 5 \cdot 10^3 = 2{,}5 \cdot 10^6$$
$$k + m + n = 1{,}054 \cdot 10^{-4} \cong 1{,}05 \cdot 10^{-4}$$
$$mn = 68 \cdot 10^{-6} \cdot 2{,}5 \cdot 10^{-4} = 1{,}70 \cdot 10^{-10}$$

$$\Sigma t = \frac{k + m + n}{mn} = \frac{1{,}05 \cdot 10^{-4}}{1{,}7 \cdot 10^{-10}} = 6{,}17 \cdot 10^5$$

$$\Delta = \sqrt{(\Sigma t)^2 - 4/mn} = \sqrt{38 \cdot 10^{10} - \frac{4}{1{,}7 \cdot 10^{-10}}} = 5{,}97 \cdot 10^5$$

Sostituendo questi valori nelle equazioni di ω_2 e ω_3, si ha:

$$\omega_2 = \frac{6{,}17 \cdot 10^5 + 5{,}97 \cdot 10^5}{2} = 6{,}07 \cdot 10^5$$

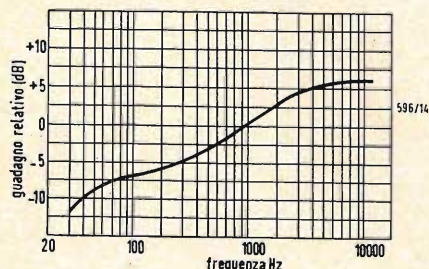



Fig. 8 - Curva RIAA di riproduzione impiegando una capsula del tipo ad ampiezza costante.

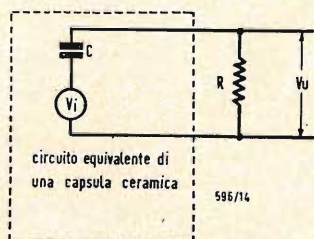



Fig. 9 - Circuito equivalente di una capsula ceramica, che alimenta un carico resistivo.

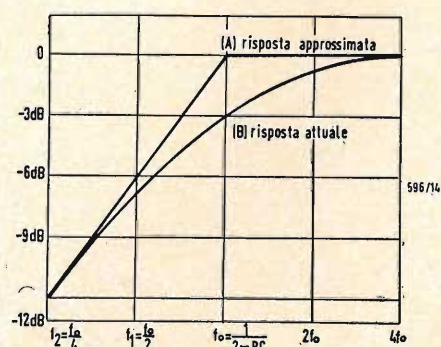
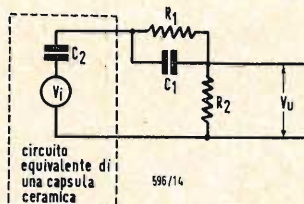



Fig. 10 - Risposta del circuito di fig. 9.

$$\omega_3 = \frac{6,17 \cdot 10^5 - 5,97 \cdot 10^5}{2} = 10^4,$$

perciò

$$f_2 = \frac{\omega_2}{2\pi} = 96,5 \text{ kHz} \quad (13)$$

e

$$f_3 = \frac{\omega_3}{2\pi} = 1,6 \text{ kHz} \quad (14),$$

mentre $f_1 = 2,35$ kHz, secondo la (12).
Consideriamo ora l'altro estremo, quando $R_2 = 30$ kΩ:

$n = 68 \cdot 10^{-6}$; $k = 34 \cdot 10^{-6}$;
$m = C_2 R_2 = 5 \cdot 10^{-10} \cdot 3 \cdot 10^4 = 15 \cdot 10^{-6}$;
$k + m + n = 117 \cdot 10^{-6} = 1,17 \cdot 10^{-4}$
$mn = 68 \cdot 10^{-6} \cdot 15 \cdot 10^{-6} = 1,02 \cdot 10^{-9}$;

$$\Sigma t = \frac{1,17 \cdot 10^{-4}}{1,02 \cdot 10^{-9}} = 1,17 \cdot 10^5$$

$$\Delta = \sqrt{1,17 \cdot 10^5 - \frac{4}{1,02 \cdot 10^{-9}}} = 0,99 \cdot 10^5.$$

sostituendo questi valori nelle equazioni di ω_2 e ω_3, si ha:

$$\omega_2 = \frac{1,17 \cdot 10^3 + 0,99 \cdot 10^5}{2} = 1,08 \cdot 10^5$$

$$w_3 = \frac{1,17 \cdot 10^3 - 0,99 \cdot 10^5}{2} = 0,09 \cdot 10^5 = 9 \cdot 10^3,$$

per cui,

$$f_2 = \frac{\omega_2}{2\pi} = \frac{1,08 \cdot 10^5}{6,28} = 17,3 \text{ kHz} \quad (15)$$

e

$$f_3 = \frac{\omega_3}{2\pi} = 1,43 \text{ kHz} \quad (16)$$

mentre $f_1 = 2,35$ kHz, secondo la (12).
I punti singolari f_2 e f_3 interessano la resistenza R_2. È inutile osservare come la variazione di R_2 da 5 kΩ a 30 kΩ comporti una variazione insignificante sui punti di discontinuità e conseguentemente sulla risultante risposta in frequenza del circuito. Quando si è calcolato f_2 in corrispondenza di $R_2 =$ = 5 kΩ, il punto di discontinuità era 96,5 kHz (13); la stesso calcolato per $R_2 = 30$ kΩ è diventato 17,3 kHz (15). Per tutte le considerazioni pratiche, entrambe queste frequenze sono fuori dello spettro audio.
Per contro f_3 cade ben entro lo spettro acustico. Essa è 1,6 kHz per $R_2 =$ = 5 kΩ e 1,43 kHz per $R_2 = 30$ kΩ. Per l'ascolto il punto singolare è quindi circa alla stessa frequenza. Facciamo un compromesso e poniamo $f_3 =$ = 1,5 kHz. f_1 non dipende da R_2 e rimane 2350 Hz senza riguardo a ciò che valga R_2. La variazione di R_2 non influenza in modo apprezzabile la risposta in frequenza. Essa influenza la tensione di uscita del circuito. R_2 deve essere scelta in modo che una capsula ceramica, quando accoppiata ad un preamplificatore equalizzato per i tipi a velocità, fornisca un'uscita sufficiente, senza però sovraccaricare gli stadi del preamplificatore.
La curva di risposta di questo circuito usando una capsula ceramica è data in fig. 12. La curva RIAA di riproduzione originale disegnata in fig. 6, è ripetuta in fig. 12 con gli angoli vivi. Questa è la caratteristica integrale del preamplificatore fonografico in oggetto. La somma delle due curve è la curva risultante necessaria per riprodurre fedelmente il segnale di uscita di una capsula ceramica. Si devono notare due cose. Primo: la sopraelevazione delle alte frequenze operata dal circuito di fig. 11 viene esattamente eliminata dalla caratteristica di taglio incorporata nel preamplificatore a queste frequenze.
La risposta piatta alle alte frequenze, mostrata in fig. 12 non può evitare la esaltazione indicata in fig. 8. L'aumento della risposta è presente anche per le risonanze interne della capsula, come detto sopra.
Usando questo circuito si può controllare bene la risposta del preamplificatore. Prima si controlla lo stadio preamplificatore come sopra descritto. Poi si inserisce il circuito di fig. 11 fra l'oscillatore ed il preamplificatore. Si deve mettere in serie nel cavetto del generatore una capacità di 500 pF, rappresentante la capacità equivalente della capsula. L'uscita risultante dovrebbe seguire la curva composta di fig. 12, ma con gli angoli arrotondati, come indicato in *B* di fig. 12.

Fig. 11 - Circuito da interporre fra la capsula ceramica ed il preamplificatore fonografico con equalizzazione a velocità costante. $C_1 = 1$ nF; $C_2 = 500$ pF; $R_1 = 68$ kΩ; $R_2 = 5 \div 30$ kΩ.

4. - CAPSULE CERAMICHE ALIMENTANTI IMPEDENZE MEDIE

Qualunque dispositivo che conduca ad una curva prossima a quella mostrata in *B* di fig. 12, fornirebbe la corretta riproduzione di un disco registrato se-

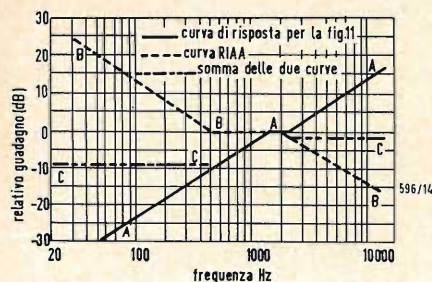



Fig. 12*a* - Curve impiegate per riprodurre con una capsula ceramica.
A-A-A = curva di risposta del circuito di fig. 11;
B-B-B = curva di riproduzione RIAA incorporata nel preamplificatore;
C-C-C = somma delle curve A-A-A e B-B-B.

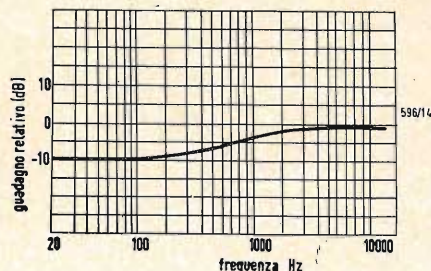



Fig. 12*b* - Risultato pratico della curva C-C-C fornita dal circuito di fig. 11.

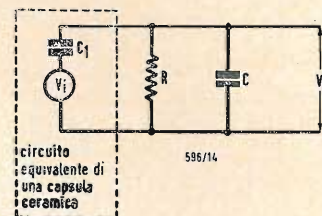



Fig. 13 - Circuito da usare con una capsula ceramica, quando deve alimentare l'entrata di un amplificatore di impedenza relativamente bassa.

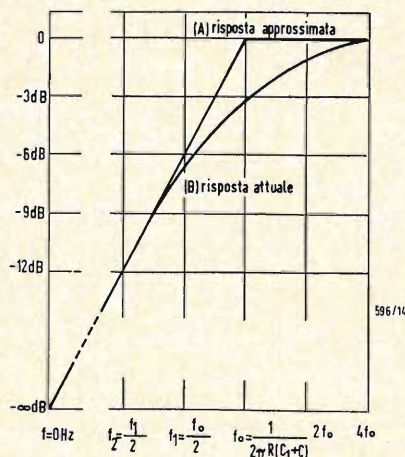



Fig. 14 - Risposta del circuito di fig. 13.

condo la curva RIAA, quando fosse riprodotto con una capsula di tipo ad ampiezza costante. La compensazione si richiede solo alle frequenze più basse. L'accentuazione richiesta per le alte frequenze viene controllata dalle risonanze interne della capsula. Supponiamo ora di prendere l'impedenza di entrata all'amplificatore, minore di 2,7 MΩ raccomandati per la resistenza R in fig. 9 e determinati con l'equazione (4). In questo caso si può usare il circuito di fig. 13. In esso R è la resistenza all'ingresso AUX dell'amplificatore. Si ricordi che questa sezione dell'amplificatore fornisce un'uscita con risposta in frequenza uniforme, quando si applichi al suo ingresso una tensione costante. C_1 è la capacità nel circuito equivalente della capsula. Si deve disporre una capacità C in parallelo all'impedenza resistiva di entrata, dell'amplificatore, R. L'equazione caratterizzante questo circuito è:

$$\frac{v_u}{v_i} = \frac{R/(1 + j\omega RC)}{[R/(1 + j\omega RC)] + 1/j\omega C_1} \qquad (17)$$

dove $R/(1 + j\omega RC)$ è l'impedenza risultante dal parallelo di R con C, e $1/j\omega C_1$ è la reattanza di C_1. Semplificando la (17), si ricava:

$$\frac{v_u}{v_i} = \frac{j\omega RC_1}{j(\omega RC_1 + \omega RC)} \qquad (18)$$

La frequenza per la quale l'uscita è ridotta di 3 dB, è:
$j(\omega RC_1 + \omega RC) = j$,
ossia

$$\omega = \frac{1}{RC_1 + RC}, \text{ e}$$

$$f = \frac{1}{2\pi R(C + C_1)} \qquad (19)$$

Il termine $j\omega RC_1$ nel numeratore indica che l'uscita è zero in c.c. con una accentuazione costante di 6 dB per ottava. La curva rappresentativa della (17) è data in (A) di fig. 14. L'uscita cade di circa 6 dB per ottava a cominciare dalla frequenza

$$f = \frac{1}{2\pi R(C + C_1)},$$

ed è guale a 0 quando $f = 0$.
Si noti che la curva (A) di fig. 14 è una approssimazione della curva attuale. L'uscita è attualmente 3 dB sotto il suo massimo quando $f_0 = \dfrac{1}{2\pi R(C + C_1)}$; è 7 dB sotto, quando $f_1 = f_0/2$; è 12 dB sotto, quando $f_2 = f_1/2$; ed essa cade di 6 dB per ottava rispetto alla sommità, come indica la curva B di fig. 14. Se si estendesse la curva con pendenza 6 dB per ottava fino all'asse di riferimento 0 dB, lo intersecherebbe a f_0. Allora la curva (A) di fig. 14 si usa come approssimazione per questa curva, ponendo f_0 sull'asse 0 - dB, invece che a 3 dB sotto quest'asse. Tale approssimazione è stata usata, e continuerà ad esserlo, in quest'articolo per convenienza e facilità di illustrazione. Come esempio dell'impiego della (17) poniamo $R = 5 \cdot 10^5$ e $C_1 = 5 \cdot 10^{-10}$. Una buona approssimazione alla curva richiesta di fig. 8 imporrebbe di fare $f = 120$ Hz. Ciò è stato discusso sopra con riferimento alla fig. 9 e alla relazione (4). Sostituendo queste costanti nella (19), si otterrebbe C approssimativamente uguale a 2200 pF. Qualunque siano i valori di C_1 ed R, la capacità richiesta da mettere in parallelo a R per ottenere una risposta sufficientemente piatta, può facilmente essere calcolata mediante la (19). Non si dimentichi che questi risultati conducono solo ad una modesta approssimazione della curva. In tutti i casi pratici comunque la riproduzione sarà soddisfacente.
La capacità può essere incorporata nell'amplificatore, in parallelo alla resistenza di ingresso. Se si controlla la risposta in frequenza, questa capacità non deve alterare la risposta dell'amplificatore. Ciò è particolarmente vero quando l'impedenza di uscita del generatore è bassa. Se si usasse un generatore ad alta impedenza, si potrebbe verificare una certa caduta alle alte frequenze, caduta che sarebbe funzione dell'impedenza del generatore. A

dott. ing. Antonio Turrini

Studio dell'acustica di casa nostra*

Riverberazione e assorbimento

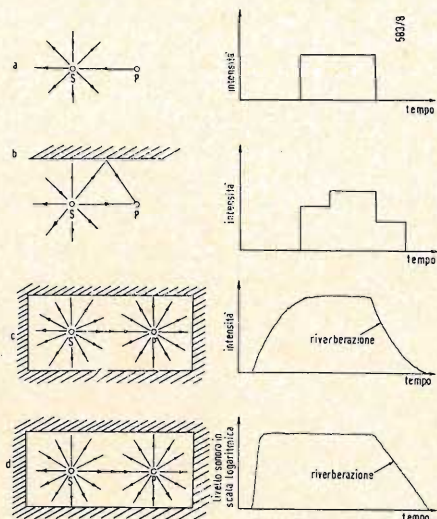



Fig. 1 - *a*) Impulsi sonori in aria libera; *b*) Impulsi sonori con riflessione; *c*) e *d*) Impulsi sonori in un locale.

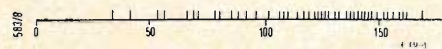



Fig. 2 - Parte dello spettro delle frequenze di risonanza di un locale avente le seguenti dimensioni: lunghezza $L = 5$ m; larghezza $l = 3$ m; altezza $h = 3$ m; il diagramma è stato determinato con l'uso della formula:

$$F_r = \frac{c}{2}\left(\frac{p^2}{L^2}+\frac{q^2}{l^2}+\frac{r^2}{h^2}\right)^{1/2},$$

in cui c = velocità del suono (300 m/sec); L, l, h = dimensioni del locale; p, q, r = serie di numeri interi (0, 1, 2, 3, 4...).

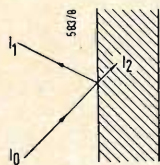



Fig. 3 - Definizione del coefficiente di assorbimento a: $a = I_0 - I_1/I_0$, oppure $a = I_2/I_0$, dove I_2 è l'intensità del suono non riflesso.

(*) Di H. Mulder; tradotto da *Revue du Son*, gennaio 1962, pag. 311.

1. - INTRODUZIONE

Il mondo in cui viviamo è pieno di rumori, la maggior parte dei quali, lungi dal risultare particolarmente spiacevoli, sono profondamente sgradevoli.
È perciò irragionevole aspirare in casa propria alla pace e alla tranquillità e cercare di attorniarsi di suoni piacevoli, o almeno giudicati tali secondo l'umore? I rumori familiari della casa, la musica che si può ascoltare in essa, offrono già possibilità apprezzabili. Ma oltre a ciò la tecnica moderna mette a nostra disposizione apparecchiature di riproduzione sonora che ci possono recare in ogni istante e a nostro gradimento, piacere e riposo.
L'eliminazione dei rumori indesiderabili è un altro problema. Su questo punto, pare che la scienza e la tecnologia ci abbandonino un poco, poichè i rumori costituiscono oggigiorno una calamità quasi generale. Questo articolo non ha per oggetto di trattare la lotta contro i rumori, sia che si originino in casa o all'esterno, ma l'acustica dei locali. L'acustica tende a creare le condizioni più favorevoli per la produzione e l'ascolto della parola e della musica all'interno di un locale. È dunque bene parlare dell'acustica delle sale di soggiorno. I paragrafi seguenti sono stati consacrati allo studio di questa acustica. Si è fermata l'attenzione sul fatto che le sale devono avere certe proprietà acustiche se si vuole mettere pienamente in valore le qualità di uno strumento musicale o di un impianto di alta fedeltà.

2. - SUONO INDIRETTO

La percezione di un suono proveniente da una determinata sorgente è diversa secondo che esso è prodotto in aria libera o in un locale chiuso. In aria libera l'energia sonora viene irradiata in tutte le direzioni e l'orecchio riceve solo la piccola frazione, che gli perviene direttamente. Man mano che ci si allontana dalla sorgente, il suono si attenua. In realtà, essendo l'energia sonora irradiata che va crescendo, il flusso energetico per unità di superficie diminuisce. In un locale chiuso l'energia sonora, non può svanire spontaneamente all'esterno eccetto una piccola parte irradiata attraverso i muri. Il suono viene riflesso dalle pareti e sommandosi al suono diretto, contribuisce alla sensazione auditiva totale. Poichè i suoni riflessi devono effettuare un percorso più lungo del suono diretto, arrivano in ritardo e la intensità di ciascuno di essi si somma successivamente a quella del suono diretto (fig. 1). In un dato punto l'intensità totale è la somma del suono diretto e del suono indiretto.

La densità dell'energia sonora in un locale chiuso è dunque sempre maggiore che in aria libera, a parità di condizioni di potenza della sorgente. Quando detta sorgente continua a irradiare energia, la densità dell'energia entro a un locale cresce fino a raggiungere un equilibrio per il quale l'energia prodotta compensa le perdite. Le perdite sopra ricordate imputabili a trasmissioni attraverso i muri sono decisamente praticamente insignificanti. All'opposto, possono verificarsi perdite rilevanti: esse sono dovute al fatto che all'interno del locale tutti i materiali assorbono energia sonora e la convertono in energia termica. Quando un suono viene riflesso da un materiale, qualunque esso sia, la sua intensità diminuisce in una misura che dipende dalle caratteristiche di assorbimento di tale materiale.

Nei locali dove l'assorbimento è piccolo, l'aggiunta del suono riflesso al suono diretto è così importante che, anche ad una abbastanza piccola distanza della sorgente, la sensazione auditiva è quasi interamente dovuta al suono riflesso. Tuttavia la localizzazione auditiva della sorgente sonora è possibile, perchè noi intendiamo prima il suono diretto. Se la sorgente sonora viene bruscamente soppressa, noi sentiamo solo il suono riflesso. La intensità diminuisce secondo una legge ben determinata, che dipende dall'assorbimento e dalla dimensioni dell'ambiente. Il fenomeno che crea questo suono è detto *riverberazione*. Il tempo di riverberazione è definito come il tempo che l'intensità sonora impiega per decrescere ad un milionesimo del suo valore iniziale (corrispondente all'attenuazione di 60 dB dal livello sonoro). Si sa per esperienza che il tempo di riverberazione è uno dei fattori, che determinano le qualità acustiche di un locale. Una certa riverberazione è necessaria in una sala da concerto, per valorizzare tutte le qualità di un'opera

Fig. 4 - Coefficiente di assorbimento dei materiali porosi: *a*) materiale poroso molto molle; *b*) lo stesso in strati più spessi; *c*) materiale poroso molle; *d*) materiale poroso duro.

musicale. Il tempo di riverberazione della maggior parte delle grandi sale da concerto si aggira intorno a 2 secondi. Per la parola questo tempo è assolutamente inadeguato. In un discorso normale vengono emessi circa 10 suoni distinti per secondo. Se il suono riverberato non cala sufficientemente in fretta, esso copre il suono successivo. Questo accavallamento dei suoni comporta una forte diminuzione di intelliggibilità. Nella valutazione del tempo di riverberazione, che è funzione del volume del locale, l'esperienza personale ha pure la sua importanza. Il tempo di riverberazione di 1 sec è considerato eccessivo per una sala di soggiorno, ma è molto conveniente per una grande sala. Per contro il tempo di riverberazione di 0,5 sec in una grande sala rende un suono « morto ». Tutto ciò tende a dimostrare l'influenza del suono riflesso sulla sensazione auditiva. Questo suono riflesso è originato dal locale in cui si produce il suono ed in conseguenza dipende largamente dalle proprietà acustiche del locale stesso, indipendentemente dalla sorgente considerata. Il locale, sia esso una grande sala o un piccolo ambiente di soggiorno, deve essere considerato come elemento costitutivo essenziale della sorgente sonora.
Tuttavia, non è tanto il tempo di riverberazione che predomina, quanto il comportamento del suono riverberato durante la sua breve esistenza, nel determinare le qualità acustiche del locale. I suoni riverberati possono essere soggetti a variazioni notevoli di intensità e possono differire nei diversi punti del locale. Infine l'influenza di quest'ultimo può essere variabilissima secondo le frequenze e le bande di frequenza. Da questo punto di vista non è esatto parlare di « la riverberazione » o « del tempo di riverberazione ». La struttura e la geometria del locale, il suo contenuto, le riflessioni e gli assorbimenti dei materiali e la loro locazione, sono tutti fattori che influiscono sul comportamento del suono riverberato.

3. - FORMA

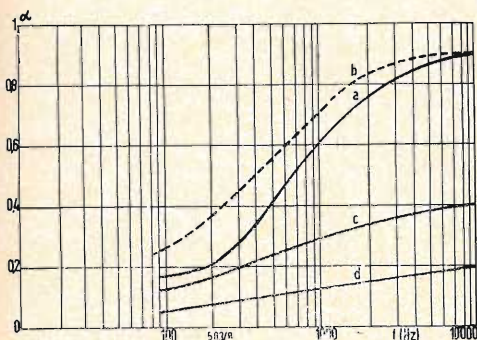
Quando percuotiamo un bicchiere percepiamo un suono sensibilmente puro. Questo suono è caratteristico del bicchiere in esame. Altri oggetti, se ricevono un colpo molto breve, rendono un suono caratteristico che è loro proprio (sempre che questo suono fondamentale si trovi nella gamma udibile e che il corpo dell'oggetto abbia un piccolo smorzamento proprio). Il corpo così eccitato vibra sempre su una o più frequenze privilegiate che vengono dette di risonanza o frequenze proprie di quel corpo.
Il volume d'aria contenuto in un locale possiede analogamente un certo numero di frequenze di risonanza, la ripartizione delle quali nello spettro delle frequenze dipende dalla geometria del locale. Nel caso di un ambiente perfettamente rettangolare, si possono calcolare facilmente queste frequenze di risonanza. La figura 2 mostra profondi vuoti nella banda delle basse frequenze. Circa le alte frequenze, lo spettro delle quali non è rappresentato in fig. 2, il numero di queste diviene talmente grande che si può considerarle come strettamente affiancate tra loro. Il fenomeno della risonanza in un locale può essere spiegato con la formazione di onde stazionarie. Fra due pareti parallele, possono facilmente generarsi onde stazionarie per interferenza fra l'onda iniziale e la sua riflessione sulla parete. Ciò si produce alla frequenza per la quale la distanza fra le pareti è uguale a un numero intero di semilunghezze d'onda. Ma molte altre circostanze conducono allo stesso effetto. Quando le condizioni sono tali che ad una frequenza determinata, la semilunghezza d'onda è molto più soggetta a « convenire » di quella di altre frequenze, il locale ha una risonanza pronunciata, facilmente rivelabile a orecchio. Ciò è particolarmente rimarchevole negli ambienti piccoli e « duri », come gli stanzini da bagno. Niente di sorprendente quindi se si canta volentieri nel bagno, a motivo del volume sonoro impressionante raggiunto con un minimo di sforzo.

All'istante in cui interviene la riverberazione, cioè al momento in cui la sorgente cessa di emettere un suono di composizione armonica determinata, certe risonanze del locale risultano particolarmente accentuate.

Sono quelle, le frequenze delle quali corrispondono alle frequenze contenute nel suono inizialmente emesso. Ma altre risonanze vicine sono ugualmente accentuate. Può allora essere che una certa nota contenuta nel suono iniziale, non appaia nel suono riverberato, ma sia sostituita da una nota di frequenza leggermente differente. L'altezza del suono riverberato non è dunque necessariamente la stessa del suono originale.

Nel caso di un suono puro, può avvenire che due frequenze di risonanza vicine interferiscano e originino una frequenza di battimento. Le variazioni di ampiezza della vibrazione si presentano allora come un « vibrato » più o meno distinto.

Questi elementi si complicano ancora di più in ragione dello smorzamento che secondo una regola generale, non è uniforme in tutta l'estensione dello spettro di frequenze. Entreremo ulteriormente in dettaglio per questo problema in occasione dello studio dell'assorbimento. Le difficoltà sono particolarmente notevoli nella regione delle frequenze basse, dove le frequenze di risonanza, o i gruppi di queste frequenze sono relativamente distanziate le une dalle altre.

Un locale ad acustica ideale dovrebbe quindi avere un numero infinito (fig. 2)

di frequenze di risonanza, di uguale potenza. Sfortunatamente questo ideale è difficilmente realizzabile. È possibile tuttavia lottare contro gli aggruppamenti di frequenze di risonanza e ripartirle uniformemente nel campo dove esse intervengono principalmente, quello delle basse frequenze. Ciò porta a concepire un locale di forma irregolare: il parallelepipedo classico, o peggio, il cubo sono da evitare il più possibile.

Il rapporto lunghezza-larghezza-altezza di un locale non sono così critici, con la riserva che nessuna dimensione debba essere uguale ad una delle altre due o ad un loro multiplo intero. Rapporti alti devono pure essere evitati; è il caso di locali, la lunghezza dei quali è molto maggiore della larghezza o dell'altezza.

Così negli studi per riprese acustiche, si usano spesso pareti oblique o a denti di sega, per ottenere la necessaria irregolarità. Per ragioni d'indole pratica le stanze di soggiorno comuni sono di forme regolari e generalmente rettangolari. Ma questa regolarità è interrotta da mobili, tavoli, sedie, quadri, nicchie ecc. Per avere un qualsiasi effetto sul suono, un ostacolo deve avere dimensioni almeno dell'ordine della lunghezza d'onda del suono; attesa la lunghezza d'onda delle note gravi, dell'ordine di qualche metro, è chiaro che solo oggetti di grandi dimensioni possono avere importanza.

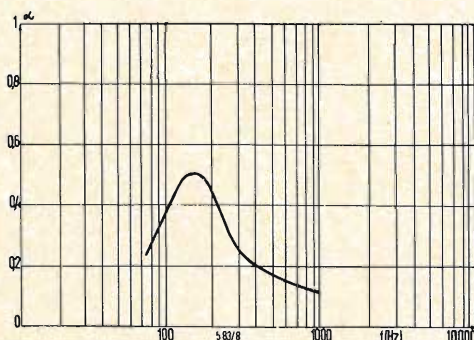



Fig. 5 - Coefficiente di assorbimento di una membrana smorzata.

La forma irregolare del locale e la presenza di ostacoli hanno il pregio aggiuntivo di diffondere il suono, acconsentendo così una ripartizione sonora più uniforme. Grandi superfici concave alle pareti o al soffitto hanno invece effetto opposto.

Esse concentrano il suono allo stesso modo di uno specchio concavo in ottica, ciò che porta notevoli variazioni del livello sonoro da un punto all'altro.

Una diffusione sonora non omogenea fa risaltare maggiormente le imperfezioni acustiche, come le risonanze pronunciate o ciò che si chiama « scintillazioni ». Muri convessi, diffondendo il suono riflesso, hanno l'effetto opposto.

Una scintillazione si origina tra due pareti parallele riflettenti, sotto l'azione di un impulso sonoro, di un battimento di mani, per esempio. Il suono viene riflesso in un tempo considerevole fra le pareti, raggiungendo a più riprese l'orecchio di una persona che si trovi tra esse, persona che percepisce una specie di rotolamento. Quando le pareti parallele sono molto vicine, i suoni riflessi non possono più essere distinti gli uni dagli altri, e si sente allora un suono stridente somigliante alla risonanza di una lastra metallica. Questo effetto è assai più appariscente quando gli altri muri, il soffitto e il pavimento hanno smorzamento sufficientemente grande, perchè riflessioni supplementari non vengano a sovrapporsi.

4. - ASSORBIMENTO DEL SUONO

Tutti i materiali assorbono energia sonora a gradi diversi. Solo in certi casi si utilizzano materiali speciali per creare l'atmosfera acustica adatta. La qualità ottenuta con un trattamento di questo genere è evidente negli studi; nei teatri, nelle sale da concerto, nelle chiese, nelle scuole, negli uffici, nelle officine e in qualche altro luogo. Ciascun caso richiede un trattamento particolare. Non vi sono soluzioni a carattere universale, e se l'andiamo a vedere, non si trova un materiale universale utilizzabile dappertutto, come si compiaciono di lasciar credere i fabbricanti di materiali acustici. Altri fattori sono di guida per la scelta di simili materiali, come le considerazioni di estetica, l'igiene e la resistenza al fuoco. Si rimprovera spesso a questi materiali acustici di essere troppo « veggenti». Realizzazioni speciali concepite da esperti e utilizzate con discriminazione e originalità, possono non solo fornire risultati migliori che i complessi prefabbricati, ma anche apportare una soluzione artistica più soddisfacente. Una grande varietà di materiali acustici è apparsa recentemente sul mercato offerenti una soluzione adeguata ad ogni singolo caso, specialmente per le necessità degli ambienti commerciali e industriali.

Le proprietà assorbenti di un materiale acustico si esprimono col coefficiente di assorbimento, che rappresenta il tasso dell'energia dell'onda sonora incidente assorbita dal materiale (fig. 3). La finestra aperta costituisce la concretizzazione di un coefficiente di assorbimento eguale all'unità. La totalità dell'energia acustica, che sfugge attraverso la finestra non può essere riflessa all'interno dell'ambiente.

L'assorbimento da parte di un materiale è attribuibile al fatto che l'energia cinetica delle particelle d'aria in vibrazione viene convertita in calore per attrito. Quest'ultimo si manifesta al livello dei pori alla superficie del materiale, oppure viene generato dall'entrata in vibrazione di una sola parte massiva di esso. Oltre a ciò una frazione dell'energia incidente viene assorbita dalla costruzione e restituita altrove, in modo che questa frazione scompare dal locale. Si può ancora parlare, per estensione, di assorbimento, ma questo effetto non è di entità sufficiente per modificare l'assorbimento totaal ad un grado apprezzabile.

I materiali ed i manufatti assorbenti possono essere divisi in tre gruppi principali:

— materiali porosi,
— pannelli a membrana smorzata,
— pannelli a risuonatore smorzato.

I materiali porosi possono a loro volta essere suddivisi in tre guppi: materiali

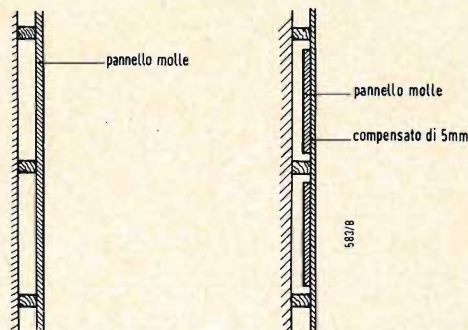



Fig. 6 - Eesmpi di costruzione di pannelli a membrana smorzata.

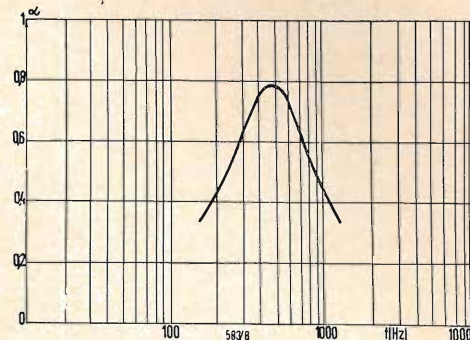



Fig. 7 - Coefficiente di assorbimento di un risonatore smorzato.

porosi duri, molli e mollissimi. Questi materiali hanno un coefficiente di assorbimento, che aumenta con la frequenza (fig. 4). Il coefficiente di assorbimento di un pannello poroso, per es., è molto minore di quello di un materiale più molle, del tipo Celotex, o di quello di un materiale mollissimo, del tipo tappeto spesso.

La ragione risiede nella diversa struttura delle pareti dei pori. Nel pannello suddetto queste pareti sono lisce e dure ed in conseguenza la conversione per attrito dell'energia delle particelle d'aria in calore è inferiore a quella che viene prodotta in un materiale poroso più molle, i pori del quale hanno pareti fibrose.

Nelle sale di soggiorno ora abbondano i materiali molli come tappeti, cortine ecc., l'assorbimento delle note acute è, in generale, troppo forte. Struttura, spessore del foglio e densità sono i fattori che determinano il comportamento assorbente delle sostanze porose. L'assorbimento delle note basse aumenta con lo spessore dei materiali porosi molto molli o con la loro distanza dal muro. È facilmente comprensibile che si ritenga che la velocità delle particelle d'aria sia massima ad una distanza dal muro riflettente uguale a un quarto della lunghezza d'onda. È perciò possibile modificare l'assorbimento dalla parte delle basse frequenze disponendo il materiale poroso ad una certa distanza dalla parete riflettente, alla condizione però che il materiale sia molto permeabile. Se si ricopre un materiale molto poroso con una sottile membrana ermetica, come una lamina di plastica, gli spostamenti delle particelle d'aria continuano ad essere trasmessi a motivo della piccola massa della membrana. Solo con uno spostamento rapidissimo, per esempio alle frequenze, la membrana costituisce uno sbarramento. Più la membrana è grossa, più la caratteristica di assorimento ridotto si sposta verso le frequenze basse.

Tutto ciò si complica per il fatto che l'insieme membrana-strato d'aria elastica costituisce un sistema vibrante con la sua propria frequenza di risonanza. Quest'ultima dipende dal peso e dalle dimensioni della membrana e dallo spessore dello strato d'aria. Le variazioni di pressione generate dalla sorgente sonora fanno vibrare la membrana e l'assorbimento massimo di energia acustica si produce alla frequenza di risonanza (fig. 5). Quando non è disposto alcun materiale poroso nello spazio corrispondente allo strato d'aria, lo smorzamento del sistema è debole e, ad onta di un certo assorbimento, l'energia viene restituita in forte proporzione. Il tamburo ne costituisce una buona rappresentazione. Una membrana o un pannello di materiale non elastico, come un pannello molle in fibra, presenta da solo perdite considerevoli, perchè l'energia messa in gioco nella vibrazione viene convertita in calore per l'attrito delle fibre. Con materiali elastici duri, come le plance o i compensati, lo smorzamento desiderato può ugualmente essere ottenuto ricoprendo la facciata posteriore di questi pannelli con pezzi di un materiale tenero (fig. 6). Con una scelta opportuna della qualità e delle dimensioni di questi materiali, è possibile spostare la frequenza di risonanza nel campo delle note basse. È poi utile apportare un poco di dispersione fra le frequenze di risonanza, per es. dando una superficie irregolare al telaio sul quale è applicato il materiale.

Pannelli molli di Celotex così utilizzati permettono di ottenere un assorbimento sensibilmente uniforme in tutta la gamma acustica. Le note alte vengono assorbite dai pori del materiale e le note basse dalla disposizione dei pannelli. Se non si desidera l'assorbimento delle note alte, basta dipingere il materiale allo scopo di otturare i pori. Ciò non influenza per nulla l'assorbimento delle note basse. Si trovano tutti i mezzi assorbenti descritti qui sopra nella stanza di soggiorno sotto forma di quadri, poltrone di pelle, superfici superiori di tavoli, pareti e parte di armadi ecc.

Un altro metodo di ottenere l'assorbimento delle note basse è quello di utilizzare cavità di grandi dimensioni, che vengono chiamate risonatori.

Una bottiglia vuota è un risonatore ben noto. Quando si soffia nell'apertura del collo di una bottiglia, si produce un certo suono. Una bottiglia piccola dà una nota acuta, una grande bottiglia dà una nota bassa. Questa nota caratteristica dipende dalle dimensioni della bottiglia e dall'apertura del collo. Se si eccita l'aria all'interno della bottiglia, le particelle d'aria si mettono a vibrare energicamente alla frequenza di risonanza. Quando la bottiglia contiene un materiale fibroso come l'ovatta, le particelle d'aria in movimento perdono molta della loro energia, negli attriti. È così che si ottiene l'assorbimento della frequenza sonora corrispondente alla frequenza di risonanza della bottiglia (fig. 7).

Il principio dell'assorbimento per mezzo del risonatore smorzato è realizzabile sotto varie forme. Si può costituire un simile sistema disponendo ad una certa distanza dal muro un pannello duro in cui siano stati praticati fori o fenditure, e riempiendo parzialmente lo spazio intermedio così delimitato con un materiale poroso molto molle, del tipo della lana minerale (fig. 8). La frequenza di risonanza può essere regolata variando la distanza tra il pannello e il muro. Quanto maggiore è l'area totale dei buchi, tanto più la frequenza di risonanza del sistema si sposta dal lato delle note alte. Quando la superficie totale dei buchi raggiunge il 15% o più della superficie del pannello, il suono sembra « trascurare » completamente quest'ultimo, e l'assorbimento non è più determinato che dalle proprietà

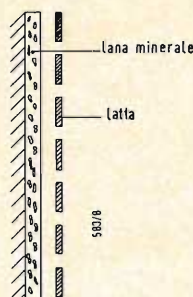



Fig. 8 - Costruzione pratica di un pannello a risonatori smorzato.

del materiale contenuto nello spazio intermedio. Si utilizzano così frequentemente pannelli duri internamente perforati per ricoprire lo strato vulnerabile di lana di vetro, ciò senza alterare le proprietà assorbenti in modo apprezzabile.

I pannelli molli perforati e i blocchi di Celotex, ben noti in commercio sotto varie forme, fanno parimenti l'effetto di risonatori smorzati. Ma l'assorbimento di materiali di questo genere presenta una grande selettività, a motivo dell'uniformità nelle dimensioni delle perforazioni o delle fenditure. Il loro assorbimento massimo si verifica intorno a 1 kHz. Si può dare a questi materiali un assorbimento supplementare nel registro delle note basse e disponendoli ad una certa distanza dal soffitto o dal muro, sopra un'adatta intelaiatura.

Simili riassorbitori esistono anche nella nostra stanza di soggiorno, ma sotto una forma leggermente diversa e con una frequenza di risonanza meno pronunciata. Pensiamo qui agli spazi sotto i tavoli, le sedie o i divani, alle irradiazioni dei libri, ai vasi di fiori ecc. Tutti questi risonatori hanno dimensioni diverse, in modo tale che l'assorbimento viene esteso ad una larga banda di frequenza.

5. - RIASSUNTO

Per conservare al suono originale tutta la sua fedeltà, occorre che le intensità relative di tutti i componenti melodici siano rispettate. Strettamente parlando ciò non è possibile in un locale chiuso.

Quest'ultimo, con l'aria che contiene, può essere considerato come un insieme di risonatori, ciascuno reagente per proprio conto particolarmente alla sua frequenza di risonanza. Per avere la miglior acustica possibile, un locale deve presentare una grande varietà di frequenza di risonanza, ripartite uniformemente nello spettro delle frequenze. Allo scopo di realizzare questa condizione il locale deve essere di preferenza di forma irregolare, oppure essere provvisto di un congruo numero di ostacoli.

Una seconda condizione è che le frequenze di risonanza siano uniformemente smorzate attraverso lo spettro.

Bisogna, in conseguenza, fare particolare attenzione alle caratteristiche di selettività dei diversi materali assorbenti utilizzati. La posizione di questi materiali interviene pure grandemente nella qualità acustica del locale.

Se solo il pavimento ed il soffitto sono assorbenti, i muri risultano « duri » acusticamente, un certo numero di risonanze naturali viene energicamente smorzato, mentre altre vengono appena attenuate. In tali condizioni possono verificarsi fenomeni sgradevoli, come le scintillazioni. Una ripartizione uniforme dei materiali assorbenti e riflettenti è dunque desiderabile, allo stesso modo della varietà della loro materia e delle loro dimensioni, ciò allo scopo di ottenere lo smorzamento più uniforme possibile delle risonanze naturali ed una buona diffusione sonora. In un locale a forma regolare, in particolare, questo è il solo modo di creare le condizioni acustiche più favorevoli.

Tutto questo articolo costituisce un tentativo per rispondere alla questione frequentemente posta: come si deve addobbare una stanza di soggiorno o una sala da musica per ottenere una buona acustica? Prima di tutto non si deve dimenticare che questa « buona acustica » è un argomento di gusto personale. Dipende assai da ciò cui noi siamo abituati, e a questo riguardo non siamo stati resi troppo esigenti dal nostro apparecchio radio. Si può ottenere un'acustica relativamente buona, come avviene nel caso più comune, ammobiliando e tappezzando normalmente la stanza di soggiorno. Vi sono però casi dove l'equilibrio acustico è perturbato. Così in un locale scarsamente tapezzato, mobiliato con mobilio leggero, la musica e la parola possono risonare in modo sgradevole e cavernoso, a motivo di certe risonanze naturali predominanti nell'ambiente. Questo effetto è particolarmente dannoso per la parola. In un locale abbondantemente mobiliato, invece, tutti i suoni sono attutiti e perdono la loro brillantezza, dato l'assorbimento eccessivo delle note alte. Le tende che occupano generalmente una grande superficie di muro, sono particolarmente dannose a questo riguardo, quando sono di stoffa spessa e cedevole. Si può rimediare sostituendole con tende di stoffa fine e più riverberante, o sospendendo davanti ad esse delle fini cortine di plastica.

Una sala di musica richiede un tempo di riverberazione più lungo che una stanza di soggiorno. Si ottiene contemporaneamente un miglioramento del rendimento acustico. La sala da concerto deve perciò offrire minor assorbimento, ma deve presentare sufficienti irregolarità ed ostacoli.

Non possiamo dare regole stringenti per definire come un locale debba essere addobbato per presentare l'acustica opportuna. Tuttavia vi è qualche principio che si deve avere sempre in mente:

a) tagliare le grandi superficie murarie con armadi, mobili a cassetti, nicchie, quadri, statue; *b*) rompere il parallelismo del pavimento e del soffitto con un arredamento conveniente; *c*) evitare l'eccesso di stoffe pesanti e di tapezzerie;

d) evitare la concentrazione dei materiali assorbenti (per es. una grande superficie di muro ricoperta con tende spesse ed il rimanente del locale lasciato acusticamente riverberante).

A

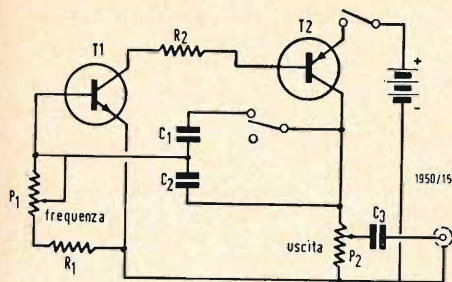



Fig. 1/0449

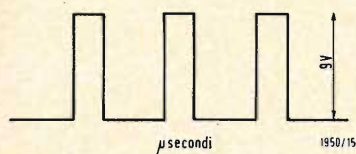



Fig. 2/0449

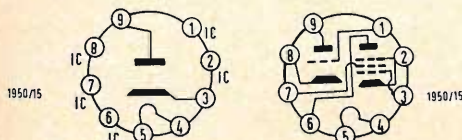



Fig. 1/0450

Fig. 2/0450

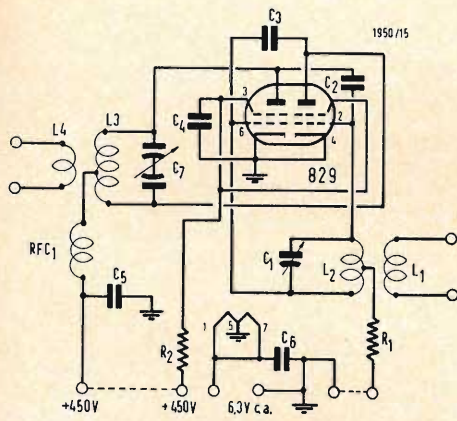



Fig. 1/0451

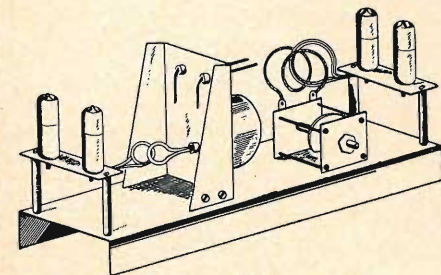



Fig. 2 0451

0449 – Sig. Ins. Sciarra D. - Cosenza.

D. Generatore di segnali transistorizzato.

R. Mentre ci riserviamo di pubblicare un generatore per TV transistorizzato maggiormente completo, in figura 1 riportiamo lo schema di un generatore di impulsi adatto a coprire la banda compresa fra i 50 Hz ed i 3 MHz suddivisi in due bande, il quale consente di eseguire il controllo tanto degli apparecchi radio, compresi quelli a transistori, quanto dei televisori. In quest'ultimo caso il controllo si inizia iniettando un segnale al circuito di entrata del tubo catodico dell'ordine di 1.000 periodi. Se tutto è in ordine sullo schermo appariranno alcune barre il cui numero potrà essere regolato agendo sul comando di frequenza del generatore. Successivamente, seguendo la solita prassi, si passerà al controllo degli stadi successivi.

Il circuito è molto elementare e di conseguenza non richiede di spiegazioni particolari. La gamma di frequenza è suddivisa in due sottogamme tramite l'interruttore S_2. La prima va da 50 Hz a 3500 Hz, la seconda da 1.000 Hz a 3 MHz. I transistori possono essere scelti fra quelli più comuni e adatti a coprire le frequenze interessate, tenendo presente che mentre T_1 dovrà essere del tipo *npn*, T_2 sarà scelto del tipo *pnp*.

La forma d'onda che si ottiene con tale generatore è quella di figura 2. Il valore dei vari componenti è il seguente:

$R_1 = 270\,\Omega$; $R_2 = 4.700\,\Omega$; $P_1 = 1$ MΩ potenziometro; $P_2 = 1.000$ potenziometro. $C_1 = 0,02\,\mu$F; $C_2 = 0,001\mu$F; $C_3 = 0,02\,\mu$F 600 V.

(P. Soati)

0450 – Sig. Cananzi F. - Reggio Calabria.

D. Corrispondenti delle valvole U381 e 10PL12.

R. La corrispondente della valvola inglese U381, rettificatrice a mezza onda, è la valvola PHILIPS UY85 (ed anche la 38A3) le cui caratteristiche sono le seguenti:

Filamento: 38 Volt, 0,1 Ampere. Tensione al secondario del trasformatore (senza carico) 110/250 Volt. Corrente massima 110 mA. Corrente di picco massima 660 mA. Zoccolo figura 1.

La corrispondente della valvola inglese 10PL12, triodo-pentodo, è la valvola PHILIPS UCL82 le cui caratteristiche sono le seguenti:

Filamento: 50 Volt, 0,1 ampere. Tensione di placca 170 Volt. Tensione di griglia schermo 170 Volt. Tensione di $G_1 = -11,5$ volt. Corrente di placca 41 mA; Corrente di griglia schermo 9 mA. $S = 7,5$ mA/V; $R_i = 16.000$ Ω; Massima potenza di uscita = 3,3 watt; Dissipazione anodica massima = 7 watt. Zoccolo figura 2.

(P. Soati)

0451 – Sig. Dinon M. - Jesolo

D. Si richiede lo schema relativo una PA per i 144 MHz.

R. In figura 1 riportiamo lo schema di un Pa per i 144 MHz, nel quale possono essere impiegati i tubi 832, 829 o 815 dato che l'unica variante necessaria può interessare il diametro del filo relativo le bobine L_2 e L_3, che nel nostro caso si riferiscono al circuito facente uso di un tubo 829.

Nella costruzione sarà opportuno attenersi alle solite regole che sono proprie dei montaggi VHF, saldando, in tutti quei casi in cui è possibile, i vari componenti direttamente ai piedini dello zoccolo del tubo, o comunque eseguendo dei collegamenti estremamente corti.

I condensatori C_2 e C_3, relativi la neutralizzazione del circuito, sono composti da due spezzoni di conduttore di 2 millimetri di diametro, collegati ciascuno al terminale della rispettiva griglia controllo e, tramite due isolatori, fatti scorrere parallelamente agli anodi del tubo.

L'alimentatore dovrà essere adatto a fornire una tensione di 450 Volt ed una corrente di 250 milliampere. Il modulatore dovrà fornire una potenza di 55 Watt con un trasformatore di uscita atto a funzionare con un carico di 1600 Ω.

L'alimentatore dovrà fornire una tensione di 450 Volt ed una corrente di 250 milliampere. Il modulatore erogherà una potenza di 55 Watt con un trasformatore di uscita atto a funzionare con un carico di 1600 Ω.

La figura 2 dà una indicazione generale del modo in cui dovrà essere disposto il circuito.

Componenti: $C_1 = 3\text{-}30\,\mu\mu$F trimmer ceramico; C_2-C_3 = vedi testo; $C_4 = 500\,\mu\mu$F mica 1500 V; $C_5 = 500\,\mu\mu$F mica 2500 V; $C_6 = 500\,\mu\mu$F mica; C_7 variabile tipo «split stator» 15 $\mu\mu$F per sezione.

$R_1 = 4.700\,\Omega$ 1 W; $R_2 = 10.000\,\Omega$ 10 W;

L_1 = 2 spire di filo del diametro di 2 millimetri, avvolte in aria con diametro di 12,5 millimetri.

L_2 = 2 spire di filo del diametro di 2 millimetri, avvolte in aria con diametro di 12,5 millimetri su di una lunghezza di 12,5 millimetri.

L_3 = 2 spire di filo del diametro di 2 millimetri, avvolte con un diametro di 28 millimetri in aria, su di una lunghezza di 25 millimetri.

L_4 = 2 spire di filo del diametro di 2 millimetri, avvolte in aria con diametro di 25 millimetri.

RCF = Filo del diametro di 5/10 avvolto su una lunghezza di 25 millimetri su un supporto a minima di 6 millimetri di diametro.

(P. Soati)

0452 – Sigg. Mazzari P., Bologna - Bruzzone G., Genova.

D. Si richiede lo schema di un interfono a transistori.

R. In figura 1 è rappresentato lo schema di un interessante amplificatore interfonico il quale è alimentato in corrente alternata ma che in relazione al suo debole assorbimento può essere alimentato con una batteria di pile a 9 Volt. La sua potenza di uscita è dell'ordine di 1 Watt con una distorsione dell'8 %. La banda passante di 300-12000 Hz è più che sufficiente dato l'impiego al quale è destinato. Il valore dei vari componenti è il seguente:

R_1 = deve avere un valore tale che la corrente di collettore sia dell'ordine di 1 mA (primo transistore). R_2 = deve avere un valore tale che la corrente del secondo transistore corrisponda a 8 mA; R_3 = deve avere un valore tale che lacorrente dei due transistori TOC 44 sia dell'ordine di 5 mA. $R_4 = 3900\,\Omega$; $R_5 = 2200\,\Omega$; $R_6 = 120.000\,\Omega$; $R_7 = 470.00$ Ω; $R_8 = 4.700\,\Omega$; $R_9 = 1.200\,\Omega$; $R_{10} = 4.700$ Ω; $R_{11} = 150\,\Omega$; $R_{12} = 2200\,\Omega$; $R_{13} = 2.200$ Ω; $R_{14} = 1\,\Omega$; $R_{15} = 1\,\Omega$; $R_{16} = 47\,\Omega$; $R_{17} = 250\,\Omega$ 3 W; $R_{18} = 250\,\Omega$ 3 W; $R_{19} = 22\,\Omega$ 1/2 W; $C_1 = 25\,\mu$F elettrolitico; $C_2 = 25\,\mu$F elettrolitico; $C_3 = 25\,\mu$F elettrolitico; $C_4 = 10\mu$F elettrolitico; $C_5 = 25\,\mu$F elettrolitico; $C_6 = 0,2\,\mu$F; $C_7 = 10.000$pF; $C_8 = 10.000$ pF; $C_9 = 100\,\mu$F 100 V; $C_{10} = 100\,\mu$F 100 V; $C_{11} = 0,1\,\mu$F.

T_1 = impedenza primaria (AB) 50 Ω; Impedenza secondario (CD) 1.500 Ω; rapporto di trasformazione 5 : 5. T_2 = Impedenza primario (AB) 1.500 Ω; impedenza secondario

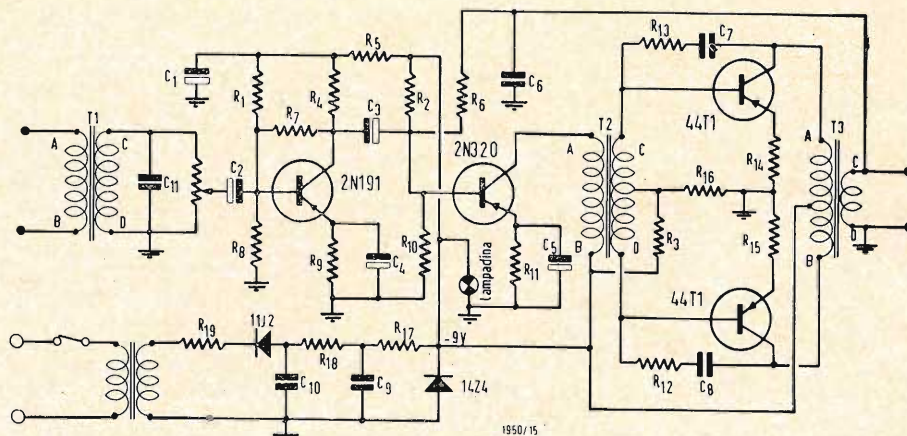



Fig. 1/0452

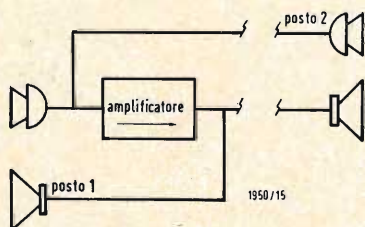



Fig. 2/0452

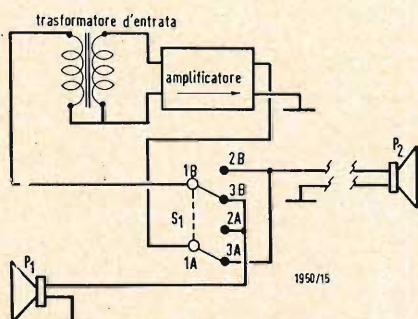



Fig. 3/0452

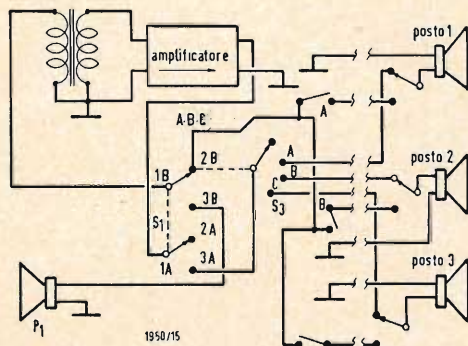



Fig. 4/0452

(CD) = 1.000 Ω; Rapporto di trasformazione 1 : 2. T_3 = impedenza del primario (AB) 90 Ω; Impedenza secondario (CD) 50 Ω; rapporto di trasformazione 1 : 3.
Le impedenze dei primari sono misurate con il secondario sottocarico. Gli altoparlanti debbono avere una impedenza di 50 Ω. Naturalmente si possono trovare delle soluzioni sensibilmente diverse, adattando naturalmente le relative impedenze.
La figura 2 indica come debbano essere eseguiti i collegamenti qualora si desideri realizzare dei collegamenti diretti fra due posti, senza eseguire alcuna commutazione. Naturalmente occorre agire in modo che fra il microfono e l'altoparlante di ogni posto non si verifichi l'effetto Larsen.
La figura 3 indica la disposizione dei collegamenti necessari per stabilire la comunicazione fra due posti facendo uso degli stessi altoparlanti come microfono (cioè previa commutazione), mentre la figura 4 estende l'uso dell'interfono a quattro posti.
Richiamiamo l'attenzione dei richiedenti sul fatto che il diodo Zener 14Z4, relativo il circuito di alimentazione deve essere montato su di una aletta di raffreddamento di alluminio o di rame di 45 × 45 mm con uno spessore di 1,5 mm. Inoltre facciamo presente che i transistori usati possono essere sostituiti con altri aventi caratteristiche similari.

(*P. Soati*)

0453 – Sig. Bertocca A. - Milano

D. Notizie circa l'amplificatore Sherwood.

R. L'amplificatore in questione è stato descritto dalla rivista *Revue du Son* del mese di Luglio-Agosto 1961, l'Antenna si è limitata ad effettuarne la traduzione integrale. Per quanto si riferisce al circuito Baxandall nel testo è detto testualmente « si noterà l'assenza dei valori delle resistenze e dei condensatori all'interno del riquadro punteggiato, collegati, per i bassi, al potenziometro da 1 M. Il riquadro punteggiato sta qui ad indicare che si tratta di un gruppo individuale montato su una piastrina stampata, sistema questo usato frequentemente in America, ove i costruttori di resistenze e condensatori hanno messo in commercio tali complessi che facilitano il montaggio. Fra fra i tanti si cita l'esempio della *Centralab* ».
Per quanto si riferisce ai trasformatori di uscita, per i quali non sono forniti altri dati oltre a quelli pubblicati, pensiamo che possa utilizzare vantaggiosamente quelli della serie TRUSOUND o il PARTRIDGE UL2/3 che può trovare presso la GBC.

(*P. Soati*)

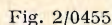
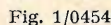
0454 – Sigg. G. Castoldi – Roma; G. Rossi – Savona; F. Margutti – Milano

D. Si richiedono gli schemi relativi alcuni tipi di foto-flash transistorizzati ed aventi caratteristiche particolari.

R. Dato che per ragioni di spazio non ci è possibile pubblicare i vari tipi di flash che ci sono stati richiesti, iniziamo con la descrizione di un interessante apparecchio a transistori, (come ci è stato richiesto dal signor Castoldi), per proseguire, nei prossimi numeri, con altre descrizioni.
Il flash, di cui allo schema di figura 1 si basa sulla carica di un condensatore fino, a circa 500 V, in un periodo di tempo compreso fra 15-20 secondi. Il tempo di scarica si aggira su 1/500-1/2000 di secondo. La conversione della corrente continua in corrente alternata si effettua tramite l'uso di un oscillatore a transistori il quale, a mezzo un dispositivo di controllo automatico, viene sconnesso dal circuito quando il condensatore è completamente caricato. Ciò evita un inutile spreco di energia.
D'altra parte il controllo di uscita, incluso nell'unità transistorizzata, mantiene una tensione di uscita costante, cosa che raramente si osserva nei flash di provenienza commerciale.
Riassumendo le caratteristiche principali di questo flash sono: tempo di carica dell'ordine dei 15 secondi; consumo di corrente, durante la carica, circa 30 amp/sec.; consumo di corrente, fra una carica e l'altra, 15-25 mA. Controllo automatico di uscita. Uscita costante della luce. Luce di controllo.
Nelle operazioni di messa a punto è opportuno ricordare che i valori delle resistenze R_1 e R_2 sono piuttosto critici e che dipendono strettamente dal tipo di transistore usato. Esse debbono essere scelte in modo che l'oscillatore cominci a funzionare quando la carica del condensatore è scesa del 95 % dal massimo.
Il trasformatore T_1 può essere facilmente autocostruito. Nell'apparecchio originale, realizzato negli Stati Uniti, si è fatto uso del nucleo di un trasformatore « flyback » con sezione approssimata di 10 × 10 millimetri. Il primario è composto da 12 spire di filo

Fig. 1/0454

Fig. 2/0455

di rame smaltato doppie ed in parallelo fra loro, come è visibile dallo schema. Diametro di 25/100.

Il secondario di rialimentazione S_1, sarà costruito da 18 spire di filo di rame smaltato da 50/100, avvolte sopra il primario, mentre il secondario S_2 è formato da 660 spire di filo di rame smaltato da 30/100 avvolte in 10 strati, separati fra loro con della carta oleata. Quando la tensione del condensatore C_6 raggiunge il valore di 450 V si accende la lampada al neon che funge anche da lampada di segnalazione. La corrente, attraverso questa lampada, va a polarizzare la base del transistore V_1 che normalmente non conduce. Come tale transistore viene giustamente polarizzato aumenta la caduta di tensione attraverso R_2 e diminuisce la polarizzazione di base di V_2 che a sua volta provoca la eliminazione della polarizzazione di base del transistore V_3 facendo cessare le oscillazioni. A misura che la tensione di C_6 diminuisce, a causa delle perdite, diminuisce altresì la corrente che attraversa la R_5 ciò che provoca un aumento della polarizzazione di base di V_2. Quando tale aumento è sufficiente, V_2 conduce nuovamente e fornisce la tensione di polarizzazione a V_1, dimodocchè l'oscillatore ricomincia a funzionare e così di seguito.

Il valore dei vari componenti è il seguente: R_1 = 58.000 Ω; R_2 = 1.000 Ω; R_3 = 5,1 Ω, 5 %; R_4 = 56 Ω; R_5 = 5,6 Ω; R_6 = 1 MΩ; R_7 = 4,7 MΩ; R_8 = 3,3 MΩ; C_1 = 50 μF, 6 V elettrolitico; C_2 = 1 μF, 6 V elettrolitico; C_3 = 2 μF carta; C_4, C_5 = 0,01 μF ceramico a disco; C_6 = 525 μF, 450 condensatore per foto-flash; C_7 = 0,25 μF. Le resistenze, salvo indicazioni contrarie debbono essere del tipo 1/2 W, 10 %. condensatori per tensioni di 600 V.

T_2 = bobina Stancor P6426. Transistori V_1, V_2 = 2N35 (OC140); V_3 = 2N278. Rettificatori = 1N93 (3). Alimentazione con quattro pile da 1,5 V, tipo lampada, in serie fra loro.

(P. Soati)

0455 - Sig. G. Carbone - Milano

D. È richiesto lo schema di un semplice sintonizzatore radiogoniometrico da applicare ad un ricevitore portatile, adatto a coprire la gamma delle onde corte.

R. In figura 1 è riportato lo schema relativo il sintonizzatore radiogoniometrico richiesto, adatto a funzionare su di una gamma compresa fra i 5 ed i 15 MHz. Esso è accoppiabile, tramite un cavetto coassiale, ai morsetti di antenna di un normale ricevitore del tipo portatile.

L'elemento principale naturalmente è costituito dal *quadro*, il quale ha la forma di un cerchio di 30 centimetri di diametro ed è costruito usando un tubo di rame avente il diametro di 12,5 millimetri ed una lunghezza di 75 centimetri. Nella parte superiore il tubo è tagliato, e le due sezioni, poste ad una distanza di 6 millimetri l'una dall'altra, sono tenute insieme da un pezzo di tubo di gomma molto robusto da conservare al quadro la massima rigidità possibile. Nella parte inferiore, come è visibile in figura 2, è saldato ai due lati della cassetta metallica contenente l'amplificatore a radio frequenza, avente le dimensioni di 11 × 20 × 8 centimetri. Nell'interno del quadro saranno avvolte tre spire di filo di rame da 10/10, ricoperte da un tubetto sterlingato a minima perdita. Ciascuna spira sarà collegata al commutatore S_1. L'altra estremità dell'avvolgimento dovrà far capo al condensatore di sintonia C_1. La bobina L_2 sarà composta da 25 spire di rame smaltato da 8/10, avvolte su di un supporto a minima perdita, con nucleo, avente il diametro di 12,5 millimetri e con derivazione alla 7°, 12°, 18° e 25° spira. L_3 sarà costituita da 3 spire di filo di rame da 10/10 avvolte sulla parte inferiore di L_2 (per circa 1/3) della sua lunghezza.

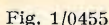
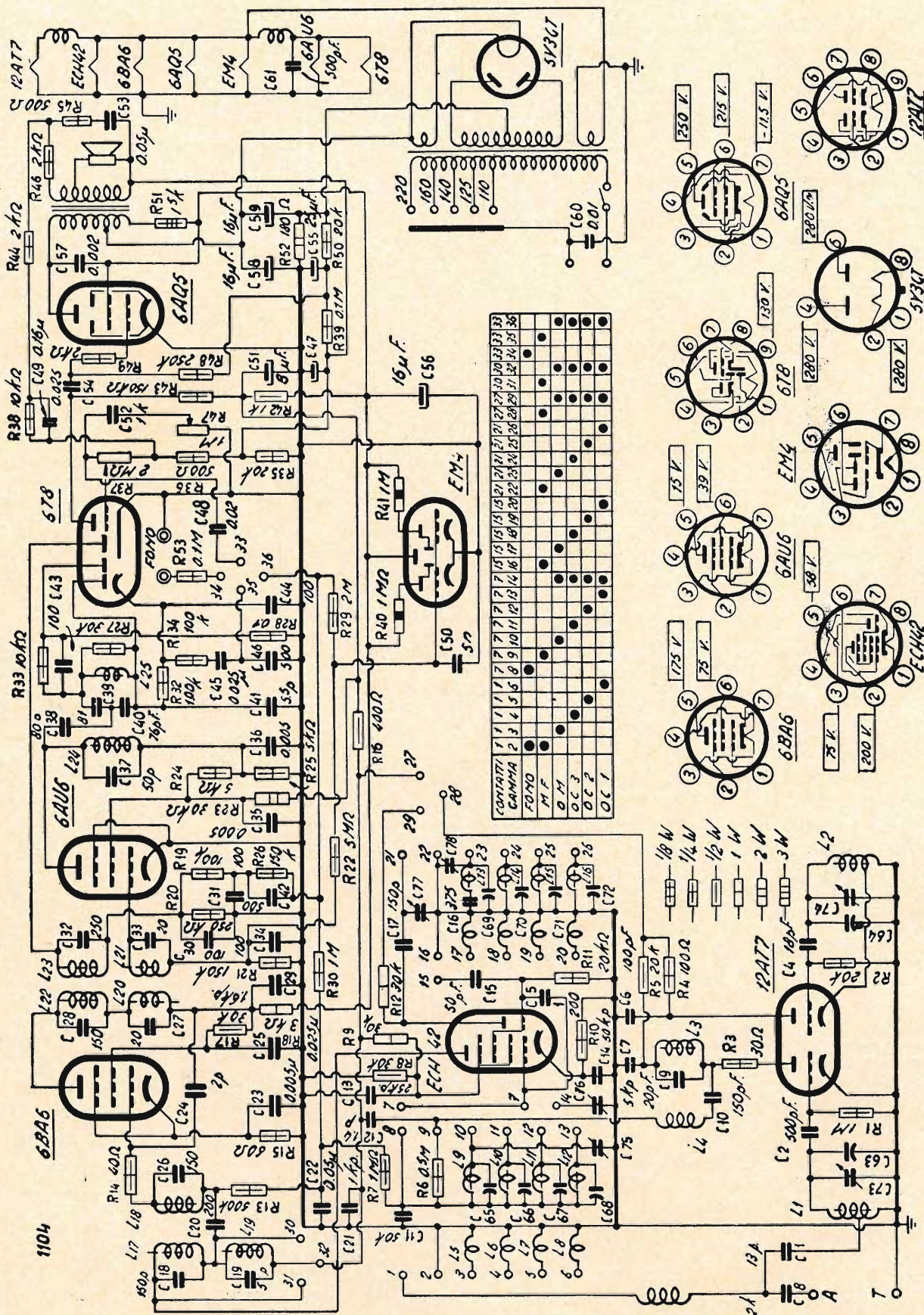
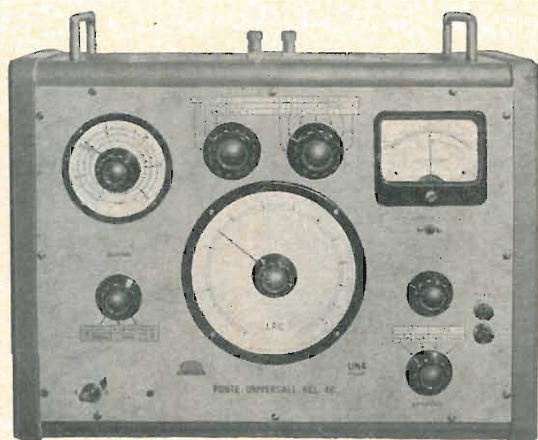
Come valvola potrà usarsi indifferentemente una dei seguenti tipi: 1T4, 1U4, 957, 958, 959. Usando una delle prime due è opportuno ricordare che occorre mettere a massa la parte del filamento che fa capo al piedino 1, dato che ad esso è collegata anche la griglia soppressore.

Le operazioni di messa a punto, molto elementari, saranno eseguite preferibilmente con l'aiuto di un grid-dip allo scopo di controllare se l'uscita è sintonizzabile sulla gamma 5-16 MHz.

Elenco del materiale: C_1 = 100 μμF variabile; C_2 = 25 μμF variabile; C_3 = 0.002 μF. L_1 = testo; L_2 = testo; L_3 = testo. S_1 = commutatore a tre posizioni in ceramica; S_2 = commutatore a 4 posizioni. L_1 = interruttore.

(P. Soati)

Fig. 1/0455

Schema elettrico del radio ricevitore WATT RADIO - Mod. WR 850

PONTE UNIVERSALE
RCL 46

Il Ponte RCL 46 riunisce in un unico complesso di dimensioni limitate sia i circuiti a ponte propriamente detti per le misure di resistenza, capacità ed induttanza, che i circuiti ausiliari e cioè: un generatore di tensione continua, un generatore di tensione alternata, un amplificatore selettivo ed un galvanometro indicatore di zero.

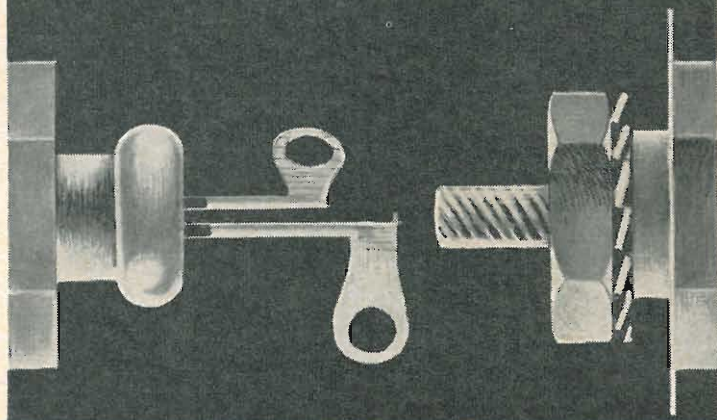
●

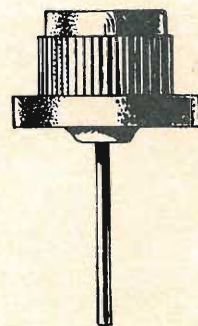
CAMPI DI MISURA. Resistenza: da 0,1 Ohm a 10 MOhm in 7 portate - Capacità: da 1 pF a 100 µF in 7 portate - Induttanza da 1 µH a 100 H in 7 portate - Coefficienti di risonanza: (Q): da 0,01 a 100 a 1 KHz - Fattore di perdita (Tang. ς): da 0,001 a 10 a 1 KHz.

●

PRECISIONE DI MISURA. Resistenza, capacità e induttanza: ± 1/10 di divisione della scala, tranne i valori estremi per cui valgono le precisazioni sotto riportate. - Resistenza: da 0,1 a 10 Ohm e da 1 a 10 MOhm: ± 3% ± 0,02 Ohm. - Capacità: da 1 a 100 pF e da 10 a 100 µF ± 3% ± 0,5 pF. - Induttanza da 1 a 100 µH e da 10 a 100 H ± 3% ± 0,5 µH - Coefficiente di risonanza (Q): ± 10 %. - Fattore di perdita Tang. ς: ± 10 % ± 0,002 per capacità maggiori di 100 pF.

APPARECCHI ELETTRONICI DI MISURA

UNA MILANO VIA COLA DI RIENZO 38 TEL. 47.40.60 - 47.41.05

La THOMSON ITALIANA presenta la sua gamma molto vasta di semiconduttori la cui qualità e grado di affidamento sono garantiti da scelta accurata dei materiali produzione tecnologicamente avanzata controllo e collaudo severi

TRANSISTORI GE, SI
TRANSISTORI PLANAR
DIODI MINIATURA GE, SI
DIODI RADDRIZZATORI
DIODI ZENER
DIODI CONTROLLATI

THOMSON ITALIANA COMPONENTI

STAB. E UFF.: VIA ERBA 21 - PAD. DUGNANO (MI) - TEL. 92.36.91/2/3/4

Autorizzazione Tribunale di Milano 9-9-48 N. 464 del Registro - Direttore Responsabile LEONARDO BRAMANTI - Proprietà Editrice IL ROSTRO

Concess. per la distribuz. in Italia: DIFFUSIONE MILANESE - Via Soperga 57 - Milano • Tip. Ed. Tecniche - Via Baldo degli Ubaldi 6 - Tel. 36.77.88

PER APPARECCHI - STRUMENTI - COMPONENTI RADIO E TELEVISIONE VI INDICHIAMO I SEGUENTI INDIRIZZI

GRUPPI DI A. F.

GELOSO - Milano
Viale Brenta, 29 - Tel. 563.183

LARES - Componenti Elettronici S.p.A.
Via Roma, 92
Paderno Dugnano (Milano)

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

RICAGNI - Milano
Via Mecenate, 71
Tel. 504.002 - 504.008

VALVOLE E TUBI CATODICI

FIVRE - Milano
Via Guastalla, 2 - Tel. 700.335

BUZZI C. - Legnano
Via 29 Maggio, 5 - Tel. 48.416

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

APPARECCHIATURE AD ALTA FEDELTA'

LARIR - Milano
Piazza 5 Giornate - Tel. 795.762

LESA - Milano
Via Bergamo, 21 - Tel. 554.342

CGE - COMPAGNIA GENERALE DI E-LETTRICITA' - Divisione beni di consumo - Milano - Via Gallarate, 103/5
Tel. 304.172 - 304-190/97/98

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

PRODEL - Milano
Via Monfalcone, 12
Tel. 283.770 - 283.651

RIEM - Milano
Via dei Malatesta, 8
Telefono, 40.72.147

REGISTRATORI

CGE - COMPAGNIA GENERALE DI E-LETTRICITA' - Divisione beni di consumo - Milano - Via Gallarate, 103/5
Tel. 304.172 - 304.190/97/98

GARIS - Milano
Via Tito Livio, 15 - Tel. 553.909
Registratori - Giradischi - Fonovalige

GELOSO - Milano
Viale Brenta, 29 - Tel. 563.183

LESA - Milano
Via Bergamo, 21 - Tel. 554.342

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

BOBINATRICI

GARGARADIO - Bresso
Via Savino, 9 - Tel. 924.631

PARAVICINI - Milano
Via Nerino, 8 - Tel. 803.426

GIOGHI DI DEFLESSIONE TRASFORMATORI DI RIGA E.A.T. • TRASFORMATORI

ARCO - Firenze
Via Tagliaferri, 33/S
Tel. 416.911

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

LARE - Cologno Monzese (Milano)
Via Piemonte, 21
Telefono 2391 (da Milano 912-2391)
Laboratorio avvolgim. radio elettrici

TASSINARI
Via Oristano, 9 - Tel. 257.1073
Gorla (Milano)

TRASFORMATORI TORNAGHI
Milano
Via Solari, 4 - Tel. 46.92.087

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

GIRADISCHI - AMPLIFICATORI ALTOPARLANTI E MICROFONI

AUDIO - Torino
Via G. Casalis, 41 - Tel. 761.133

EUROPHON - Milano
Via Mecenate, 86 - Tel. 717.192

GARIS - Milano
Via Tito Livio, 15 - Tel. 553.909
Giradischi - Fonovalige - Registratori

LENCO ITALIANA S.p.A.
Osimo (Ancona) - Tel. 72.803
Via Del Guazzatore, 225
Giradischi - Fonovalige

LESA - Milano
Via Bergamo, 21 - Tel. 554.342
Giradischi, altoparlanti, amplificatori

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 6 - Tel. 69.94
Giradischi

RADIO-CONI - Milano
Via Pizzi, 29 - Tel. 563.097

RIEM - Milano
Via dei Malatesta, 8
Telefono, 40.72.147

POTENZIOMETRI

GELOSO - Milano
Viale Brenta, 29 - Tel. 563.183

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

LESA - Milano
Via Bergamo, 21 - Tel. 554.342

LIAR - Milano
Via B. Verro, 8 - Tel. 84.93.816

MIAL - Milano
Via Fortezza, 11 - T. 25.71.631/2/3/4
Potenziometri a grafite

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

ANTENNE

AUTOVOX - Roma
Via Salaria, 981 - Tel. 837.091

FAIT - Roma
Via Alessandro Farnese, 19
Tel. 350.530

IARE - IMPIANTI APPARECCHIATURE RADIO ELETTRONICHE
Via Carlo Pisacane, 31 - Torino
Tel. 661.275

I.O.M.M.S.A. S.p.A. - Milano
Brevetti « TELEPOWER »
P.zza S. Maria Beltrade, 1 - T. 898.750

NAPOLI - Milano
Viale Umbria, 80 - Tel. 573.049

CONDENSATORI

DUCATI - ELETTROTECNICA S.p.A.
Bologna
Tel. 491.701 - Casella Postale 588

GELOSO - Milano
Viale Brenta, 29 - Tel. 563.183

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

ISOFARAD-SEKERA - Bologna
Via M. Calari, 19 - Tel. 422.826

MIAL - Milano
Via Fortezza, 11 - T. 25.71.631/2/3/4
Condensatori a mica, ceramici e in polistirolo

MICROFARAD - Milano
Via Derganino, 18/20 -
Tel. 37.52.17 - 37.01.14

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

ROCOND **Faè di Longarone (Belluno)**
Tel. 14 - Longarone

STABILIZZATORI DI TENSIONE

CITE di O. CIMAROSTI
S. Margherita Ligure
Via Dogali, 50

GELOSO - Milano
Viale Brenta, 29 - Tel. 563.183

LARE - Cologno Monzese (Milano)
Via Piemonte, 21
Telefono 2391 (da Milano 912-239)
Laboratorio avvolgim. radio elettrico

RAPPRESENTANZE ESTERE

BUZZI C. - Legnano
Via 29 Maggio, 5 - Tel. 48.416
Radio, Autoradio, TV (MOTOROLA)

COMPAGNIA GENERALE RADIOFONICA - Milano
Piazza Bertarelli, 1 - Tel. 871.808
Radio a transistor - Registratori
Sony Corporation - Tokio

EXHIBO ITALIANA - Milano
Via Cornalia, 19
Tel. 667.832 - 652.966
Cavi per AF HACKETHAL • Connettori e componenti per microonde SPINNER • Misuratori di figure di rumore MAGNETIC • Tastiere e pulsantiere SASSE • Altoparlanti ISOPHON • Microfoni SENNHEISER • Componenti TELEFUNKEN NSF • Strumenti di misura NEUBERGER

GALLETTI R. - Milano
Corso Italia, 35 - Tel. 84.80.580
Soluzioni acriliche per TV

Ing. S. e Dr. GUIDO BELOTTI - Milano
Piazza Trento, 8 - Tel. 542.051/2/3
Strumenti di misura
Agenti per l'Italia delle Ditte: Weston - General Radio - Sangamo Electric - Evershed & Vignoles - Tinsley Co.

LARIR - Milano

Piazza 5 Giornate, 1 - Tel. 795.763/2

PASINI & ROSSI - Genova

Via SS. Giacomo e Filippo, 31 r

Telefono 83.465

Via Recanati, 4 - Tel. 278.855 - **Milano**

Altoparlanti, strumenti di misura

SILVERSTAR - Milano

Via Visconti di Modrone, 21

Tel. 792.791

SIPREL - Milano

Via F.lli Gabba 1/a - Tel. 861.096/7

Complessi cambiadischi Garrard, valiligie grammofoniche Supravox

VIANELLO - Milano

Via L. Anelli, 13 - Tel. 553.081

Agente esclusivo per l'Italia della Hewlett-Packard Co.

Strumenti di misura, ecc.

RESISTENZE

Re. Co. S. a. s. FABB. RESISTENZE E CONDENSATORI

Riviera d'Adda (Bergamo)

ELECTRONICA METAL-LUX - Milano

Viale Sarca, 94 - Tel. 64.24.128

STRUMENTI DI MISURA

AESSE - Milano

Corso Lodi, 47

Tel. 580.792 - 580.907

BELOTTI - Milano

Piazza Trento, 8 - Tel. 542.051/2/3

BARLETTA - Apparecchi Scientifici

MILANO - Via Fiori Oscuri, 11

Tel. 86.59.61/63/65

Oscilloscopi TELEQUIPMENT - Campioni e strumenti SULLIVAN. Galvanometri, strumenti e prodotti RUHSTRAT - Testers PULLIN ed ogni altra apparecchiatura per ricerca scientifica

EST

ELETTRONICA - STRUMENTI - TELECOMUNICAZIONI - Belluno

Bivio S. Felice, 4

TRICHIANA - Belluno

Costruzioni Elettroniche Professionali

I.C.E. - Milano

Via Rutilia, 19/18 - Tel. 531.554/5/6

imetron - MILANO

Via Teodosio, 33 - Tel. 23.60.008

Apparecchiature Elettroniche per Industria e Automazione

INDEX - Sesto S. Giovanni

Via Boccaccio, 145 - Tel. 24.76.543

Ind. Costr. Strumenti Elettrici

PHILIPS - Milano

Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

SEB - Milano

Via Savona, 97 - Tel. 470.054

TES - Milano

Via Moscova, 40-7 - Tel. 667.326

UNA - Milano

Via Cola di Rienzo, 53 a - Tel. 474.060

VORAX-RADIO - Milano

Viale Piave, 14 - Telefono 793.505

ACCESSORI E PARTI STACCATE PER RADIO E TV TRANSISTORI

BALLOR rag. ETTORE - Torino

Via Saluzzo, 11 - Tel. 651.148-60.038

Parti staccate, valvole, tubi, scatole montaggio TV

ENERGO - Milano

Via Carnia, 30 - Tel. 287.166

Filo autosaldante

F.A.C.E. STANDARD - Milano

Viale Bodio, 33

Componenti elettronici ITT STANDARD

FANELLI - Milano

Via Mecenate, 84-9 - Tel. 504.108

Fili isolati in seta

FAREF - Milano

Via Volta, 9 - Tel. 666.056

GALBIATI - Milano

Via Lazzaretto, 17

Tel. 664.147 - 652.097

Parti staccate, valvole, tubi, pezzi di ricambio TV, transistors

ISOLA - Milano

Via Palestro, 4 - Tel. 795.551/4

Lastre isolanti per circuiti stampati

LIAR - Milano

Via Bernardino Verro, 8 - T. 84.93.816

Prese, spine speciali zoccoli per tubi 110

MARCUCCI - Milano

Via F.lli Bronzetti, 37 - Tel. 733.774

MELCHIONI - Milano

Via Friuli, 16 - Tel. 585.893

PHILIPS - Milano

Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

RADIO ARGENTINA - Roma

Via Torre Argentina, 47 - Tel. 565.989

RES - Milano
Via Magellano, 6 - Tel. 696.894
Nuclei ferromagnetici

SINTOLVOX s.r.l. - Milano
Via Privata Asti, 12 - Tel. 462.237
Apparecchi radio televisivi, parti staccate

SUVAL - Milano
Via Lorenteggio, 255
Telef. 42.76.50 - 42.76.46
Fabbrica di supporti per valvole radiofoniche

TERZAGO TRANCIATURE S.p.A.
Milano - Via Cufra, 23 - Tel. 606.020
Lamelle per trasformatori per qualsiasi potenza e tipo

THOMSON ITALIANA
Via Erba, 21 - Tel. 92.36.91/2/3/4
Paderno Dugnano (Milano)
Semiconduttori - Diodi - Transistori

VORAX RADIO - Milano
Viale Piave, 14 - Tel. 793.505

AUTORADIO
TELEVISORI
RADIOGRAMMOFONI
RADIO A TRANSISTOR

AUTOVOX - Roma
Via Salaria, 981 - Tel. 837.091
Televisori, Radio, Autoradio

CGE - COMPAGNIA GENERALE DI ELETTRICITA' - Divisione beni di consumo - Milano - Via Gallarate, 103/5
Tel. 304.172 - 304-190/97/98

CONDOR - Milano
Via Ugo Bassi, 23-A
Tel. 600.628 - 694.267

TRANSISTORS
STABILIZZATORI TV
Soc. in nome collettivo
di Gino da Ros & C.
Vimodrone (Milano) - Via Gramsci, 39
Tel. 28.99.086 - 28.99.263

EKCOVISION - Milano
Viale Tunisia, 43 - Tel. 637.756

EUROPHON - Milano
Via Mecenate, 86 - Tel. 717.192

EUROVIDEON - Milano
Via Taormina, 38 - Tel. 683.447

FARET - VOXSON - Roma
Via di Tor Cervara, 286
Tel. 279.951 - 27.92.407 - 279.052

GELOSO - Milano
Viale Brenta, 29 - Tel. 563.183
Televisori, Radio, Radiogrammofoni

ITELECTRA - Milano
Via Teodosio, 96 - Tel. 287.028
Televisori, Radio

MICROPHON - Siena
Via Paparoni, 3 - Telefono 22.128
Radiotrasmettitori
Radiotelefoni a transitor

MINERVA - Milano
Viale Liguria, 26 - Tel. 850.389

NAONIS
INDUSTRIE A. ZANUSSI - PORDENONE
FRIGORIFERI TELEVISORI LAVATRICI CUCINE

NOVA - Milano
Piazza Princ. Clotilde, 2 - Tel. 664.938
Televisori, Radio

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 6 - Tel. 69.94
Televisori, Radio, Radiogrammofoni

PRANDONI DARIO - Treviglio
Via Monte Grappa, 14 - Tel. 30.66/67
Produttrice degli apparecchi Radio TV serie Trans Continents Radio e Nuclear Radio Corporation

RADIOMARELLI - Milano
Corso Venezia, 51 - Tel. 705.541

ROBERT BOSCH S.p.A. - Milano
Via Petitti, 15 - Tel. 36.96
Autoradio BLAUPUNKT

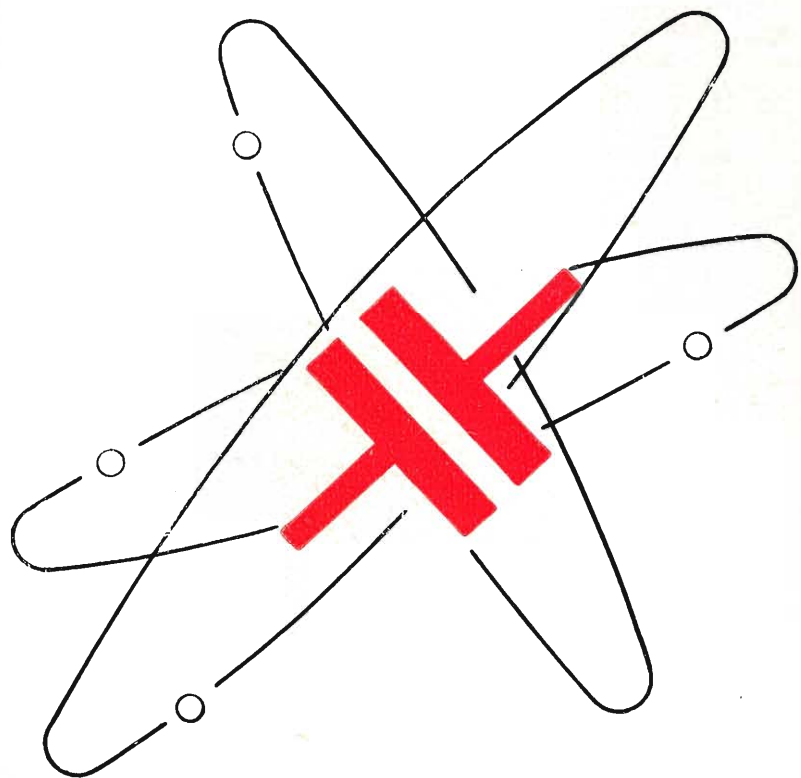
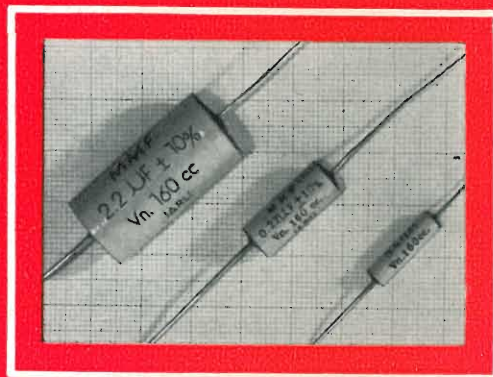
SINUDYNE - S.E.I. - Ozzano Em. (Bologna)
Tel. 891.101
Televisori, Radio, Radiogrammofoni

BRION VEGA
Radio Televisione - Milano
Via Pordenone, 8
Tel. 23.60.241/2/3/4/5
Televisori, Radio, Radiogrammofoni

WUNDERCART RADIO TELEVISIONE Saronno
Via C. Miola 7 - Tel. 96/3282
Radio, Radiogrammofoni, Televisori

NORDMENDE

JAHR - Radiocostruzioni
Milano - Via Quintino Sella, 2
Telefoni: 872.163 - 861.082

Pubblichiamo dietro richiesta di molti dei nostri Lettori questa rubrica di indirizzi inerenti le ditte di Componenti, Strumenti e Apparecchi Radio e TV.
Le Ditte che volessero includere il loro nominativo possono farne richiesta alla « Editrice Il Rostro » Via Senato, 28 - Milano, che darà tutti i chiarimenti necessari.

Condensatori in film poliestere metallizzato

MICROFARAD - CIRCE

harman kardon

Scatole di montaggio

L'Harman Kardon con queste eleganti scatole di montaggio ha voluto offrire quanto di meglio si possa desiderare nel campo degli amplificatori HI-FI.
Lo spettacoloso libro d'istruzioni, la disposizione dei componenti, il premontaggio degli organi meccanici e l'alta qualità dei materiali usati, pongono queste scatole di montaggio alla portata di tutti, anche ai più sprovveduti nel campo elettronico.

Caratteristiche:

Mod. A 30 K

Potenza: 15 W. per canale.
Potenza di picco: 30 W. per canale.
Responso di frequenza: 15 - 70.000 Hz. + 1 db.
Hum minimo: 80 db.
Distorsione: 1 % a max. potenza.
Sensibilità d'ingresso: fono basso 2 mV.; testina registr. 2 mV.; fono alto 125 mV.
Sintonizzatore: 125 mV.
Ingressi: 2 a basso livello, 2 fono a. l., 2 sintonizzatore, 2 nastro.
Valvole impiegate: 4 - 7408; 4 - 12AX7; 1 - 12AU7.
Dimensioni: 38×13,5×28,5 cm.
Alimentazione rete: 220 V. - 50 Hz. - 90 Watts.

Mod. A 50 K

Potenza: 25 W. per canale.
Potenza di picco: 50 W. per canale.
Responso di frequenza: 12 - 70.000 Hz. + 1 db.
Hum minimo: 85 db.
Distorsione: 0,5 % a max. potenza.
Sensibilità d'ingresso: alto livello 200 mV.; basso livello fono (RIAA) 2 mV.; nastro (NARTB) 2 mV.
Ingressi: 2 fono magn. (RIAA), 2 testina magn. (NARTB), 2 fono a crist., 2 sintonizz., 2 registratore, 2 ausiliarie, 2 monitor di registrazione.
Valvole impiegate: 4 - 7355; 1 - 12AU7; 4 - 12AX7/ECC83.
Dimensioni: 38×13,5×28,5 cm.
Alimentazione rete: 220 V. - 50 Hz. - 125 Watts.

Agenti esclusivi per l'Italia:

MILANO - PIAZZA 5 GIORNATE 1 - TELEFONI 79 57 62 - 79 57 63